
LE HAUT-PARLEUR
AU BANC D'ESSAIS
10 LECTEURS DE C.D.
ISSN 0337 1883
LE MAGAZINE DES TECHNIQUES DE L'ÉLECTRONIQUE
FACE A FACE :
LES LECTEURS DE C.D. VIDEO
PIONEER CL-D 1400 et
SONY MDP-515
REALISEZ :
UN COMPOSEUR
TELEPHONIQUE
AUTOMATIQUE
EVOLUTION
DE LA
BANDE
MAGNETIQUE
Suisse : 6,80 F.S. • Belgique : 160 F.B. • Espagne : 550 Ptas • Canada : Can $ 4,25 • Luxembourg : 162 F.L. • Côte d'Ivoire : 1 750 F C.F.A.
T 1843 - 1773 - 23,00 F
3791843023000 17730
15 FEVRIER 1990
N° 1773 - LXVe ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

Titre donné en location-gérance à la Société Parisienne d'Edition
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 16 (1) 42.00.33.05
Télex : PGV 230472 F
Télécopie : 42.41.89.40

Fondateur :
J.-G. POINCIGNON
Président-directeur général et Directeur de la publication :
M. SCHOCK
Directeur honoraire :
H. FIGHIERA
Rédacteur en chef :
A. JOLY
Rédacteurs en chef adjoints :
G. LE DORÉ, Ch. PANNEL
Secrétaire de rédaction :
S. LABRUNE
Abonnements :
O. LESAUVAGE
Directeur des ventes :
J. PETAUTON
Promotion : S.A.P.
Mauricette EHLINGER
70, rue Compans, 75019 Paris
Tél. : 16 (1) 42.00.33.05

ADMINISTRATION
REDACTION - VENTES
SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIOELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 300 000 F

PUBLICITE :
SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
70, rue Compans, 75019 Paris
Tél. : 16 (1) 42.00.33.05
C.C.P. PARIS 379360

Directeur commercial :
Jean-Pierre REITER
Chef de Publicité :
Patricia BRETON
assistée de : **Joëlle HEILMANN**





Distribué par « Transport Presse »
Commission paritaire **N° 56 701**

Dépôt légal : Février 1990
N° EDITEUR : 1175
ABONNEMENTS 12 n^{os} : 276 F

Voir notre tarif spécial abonnements page 100



NOTRE COUVERTURE

Ce numéro de *Haut-Parleur* traite plus particulièrement de lecture laser, avec l'essai de dix lecteurs CD et deux lecteurs CD-vidéo. Le sujet est réactualisé par l'apparition de nouvelles techniques de conversion, sur 18, 20 ou 1 seul bit, et de lecteurs universels (PAL/NTSC) performants en CDV.
Photo et conception : Lemery-Dumas.

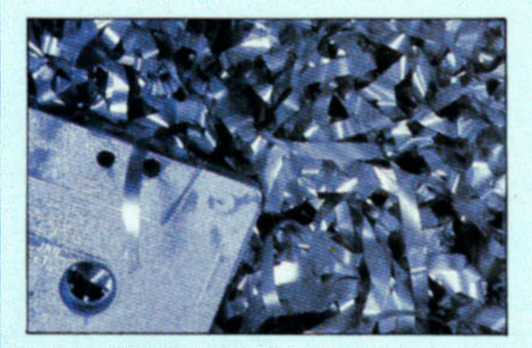
EN VEDETTE

Les efforts des producteurs de CDV et de vidéodisques pour offrir un catalogue de titres plus fourni incitent les fabricants de lecteurs à proposer de nouveaux modèles. Les deux présentés ici sont ceux d'industriels qui sont également producteurs de soft et réputés pour leurs produits audio.









Compte rendu d'un congrès qui s'est tenu dans le cadre de l'Agfa Forum ; où il apparaît que la bande magnétique n'a pas dit son dernier mot, même si sur tous les fronts le disque optique semble marquer des points.

SOMMAIRE

LE DOSSIER DU MOIS : LES LECTEURS DE DISQUES COMPACTS

AU BANC D'ESSAIS

INITIATION

REALISATIONS

REALISATIONS « FLASH »

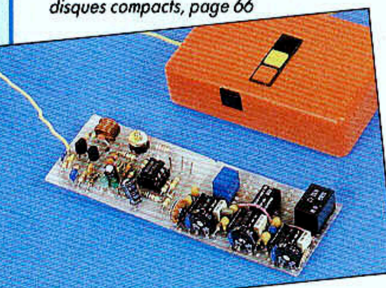
DOCUMENTATION - DIVERS



10 lecteurs de CD au banc d'essais, page 36



Comment choisir son lecteur de disques compacts, page 66



Décodeur de tonalité triple - Flash, page 107



Un lecteur de CD à tubes, Luxman D 105, page 25

NOUVELLES DU JAPON

Les nouveaux S-VHS renouvellent peu à peu le genre. A commencer par le JVC HR-S3500, qui incorpore un régulateur de couleurs pour réduire le bruit en chrominance et un circuit logique de séparation luminance – chrominance, le tout pour 145 000 yens (7 250 F environ) au Japon. Les nouveaux Sharp VC-S800 et VC-S700, respectivement à 175 000 yens (8 750 F environ) et 145 000 yens (7 250 F environ), adoptent des tambours d'enregistrement à neuf têtes. Ces têtes amorphes ont une largeur de 19 µm, la même que celle des pistes dans le mode 3X (vitesse 1/3 qui offre une autonomie de 480 mn en NTSC). En revanche, pour les fonctions ralenti, arrêt et avance rapide, la tête a une largeur de 26 µm. Quant au Nec VC-BS650, il incorpore un tuner satellite à haute sensibilité pour 178 000 yens (8 900 F environ). Un filtre numérique à 18 bits et suréchantillonnage octuple élimine les bruits de commutation dans les hautes fréquences. Ce tuner utilise une alimentation séparée.

SONY EN S-VHS

Le pas est franchi pour Sony, qui commercialise son magnétoscope de salon S-VHS. Il ne s'agit plus d'appareils sous-traités mais d'un magnétoscope conçu et construit par Sony. Cette sortie coïncide avec un certain renouvellement des gammes S-VHS chez les principaux fabricants du clan VHS. Quant aux camescopes haut de gamme, ils se dotent d'un viseur couleurs à cristaux liquides, qui permet enfin de filmer ce que l'on voit, et de faire les éventuelles corrections en balance des blancs en conséquence.



LE S-VHS EN RECREATION

On en rêvait, ils l'ont fait ! Le SLV-R7 est un magnétoscope S-VHS qui, non seulement porte la marque Sony, mais est aussi le premier VHS produit par Sony. Depuis plus d'un an, Sony vend des magnétoscopes VHS construits par d'autres et conçus en collaboration. Le SLV-R7 sort à raison de 8 000 exemplaires par mois de l'usine Kisarazu dans la préfecture de Chiba, une usine appartenant à Sony. Il est vendu au Japon pour quelque 185 000 yens (9 250 F environ). Comme les derniers modèles de JVC ou de Panasonic, il se charge au centre mais se distingue par une fonctionnalité typique de Sony. En même temps, sortaient les cassettes série VX de marque Sony, adaptées au S-VHS. Elles utilisent des particules de 0,15 µm et sont disponibles au Japon en VXST-60 (60 mn) et VXST-120 (120 mn). A quand les versions européennes et PAL/SECAM de tout cela ?

VHS COMPATIBLES VHS-C

Toshiba et Hitachi se sont joints à JVC et Panasonic pour commercialiser en ce début d'année des magnétoscopes VHS qui peuvent enregistrer et lire des cassettes VHS-C sans adaptateur. Les différences entre les mécanismes sont assez faibles d'une marque à l'autre. Les cassettes se chargent au centre de l'appareil (voir à ce propos les précédentes *Nouvelles du Japon* dans le *Haut-Parleur* n° 1772). Certains sont des S-VHS et même (chez Panasonic) des World compatibles : pouvant lire et enregistrer en PAL, SECAM ou NTSC.

LE THX A LA MAISON

Le système THX est un ensemble de reproduction sonore, developpé par Lucas Films (producteur de *la Guerre des étoiles* est des *Indiana Jones*), installé dans plus de 450 salles aux Etats-Unis et en Europe. Le SC-TH100 de MEI (Matsushita Electric Industrial) en est la version domestique. Il comprend un centre de contrôle THX, trois amplificateurs de puissance et six enceintes acoustiques ainsi qu'un système surround avec effets simulés ou Dolby Pro Logic. Ce SC-TH100, qui coûte quand même 1,6 million de yens (80 000 F environ) !, semble destiné à accompagner des grands vidéoprojecteurs.

VISER EN COULEURS

La nouvelle génération de camescopes S-VHS-C semble devoir nous donner des images couleurs dès le viseur. Initialement présenté sur des prototypes, le viseur, à cristaux liquides, couleurs appartient désormais à la série. Témoins les derniers haut de gamme de Sharp et de Toshiba. Le Sharp VLC 870 possède un écran de 1'' avec 70 400 pixels (en NTSC). C'est aussi un appareil de 1,6 kg avec mise au point, diaphragme et balance des blancs automatique, équipé d'un zoom ×16 (!) et d'un CCD à 410 000 pixels. Au Japon, son prix de vente ne dépasse pas 220 000 yens (environ 11 000 F). Le Toshiba AI-XS2 (220 000 yens) propose un zoom X8 et un CCD à 420 000 pixels (NTSC). Son système de mise au point automatique relève de l'intelligence artificielle et son viseur LCD couleurs amène la même définition à 70 400 pixels.

SANSUI A L'HONNEUR

L'amplificateur pour automobile Sansui SM-A807 a reçu le G-Mark (Good Design Award) 1989, décerné par le MITI (ministère de l'Industrie et du Commerce japonais). C'est le premier appareil de ce type à recevoir cette distinction. La raison : un dessin appelé « Armour Form » qui le différencie nettement de ses concurrents, qui se rapprochent plutôt du cube noir. Ce SM-A807 délivre 2 × 80 W (160 W bridgé en mono) avec un taux de distorsion harmonique total de 0,02 % et une réponse en fréquence de 10 Hz à 100 kHz dans ± 3 dB. Il utilise des transistors de puissance MOS FET. Pour l'anecdote, Sansui recevait ce prix l'année même de son rachat (51 %) par le groupe anglais Polly Peck International dirigé par M. Asil Nadir...

Pierre LABEY

L'ANALYSEUR DE SPECTRE HAMEG HM 8028 ET SON GENERATEUR DE POURSUITE HM 8038





L'analyseur de spectre est parmi les appareils de mesure les moins répandus, chez les amateurs bien sûr, mais aussi dans bon nombre de lycées techniques et de petites et moyennes entreprises. La raison majeure de cette désaffection n'est pas due au fait que cet appareil n'offre pas d'intérêt, bien au contraire, mais vient tout simplement du prix élevé de la majorité des analyseurs de spectre du marché.
Une fois encore, la société Hameg, bien connue de nos lecteurs, crée l'événement en proposant un analyseur de spectre d'un prix abordable sans pour autant sacrifier les performances, comme vous allez pouvoir le constater dans les lignes qui suivent.

QUELQUES RAPPELS

Avant de voir quelles sont les principales caractéristiques de l'appareil proposé, il nous semble utile de faire quelques rappels quant au principe et à l'utilisation d'un analyseur de spectre. En effet, vous êtes certainement très nombreux à n'en avoir jamais vu et à vous demander à quoi cela peut-il bien servir.
Un analyseur de spectre n'est rien d'autre qu'un récepteur de radio un peu particulier qui, d'une part, couvre une très large gamme de fréquences qu'il peut balayer seul d'un bout à l'autre et qui, d'autre part, délivre son signal de sortie non pas à un haut-parleur mais à un écran d'oscilloscope.
Examinons si vous le voulez bien le synoptique simplifié de la figure 1. Nous y voyons une partie « réception radio » classique, du type super hétérodyne, dont l'oscillateur local est réalisé au moyen d'un VCO, c'est-à-dire d'un oscillateur contrôlé en tension. Un générateur de rampe commande cet oscillateur et lui permet donc de balayer régulièrement tout ou partie de la gamme de fréquences pouvant être reçue par l'appareil. Simultanément, cette rampe

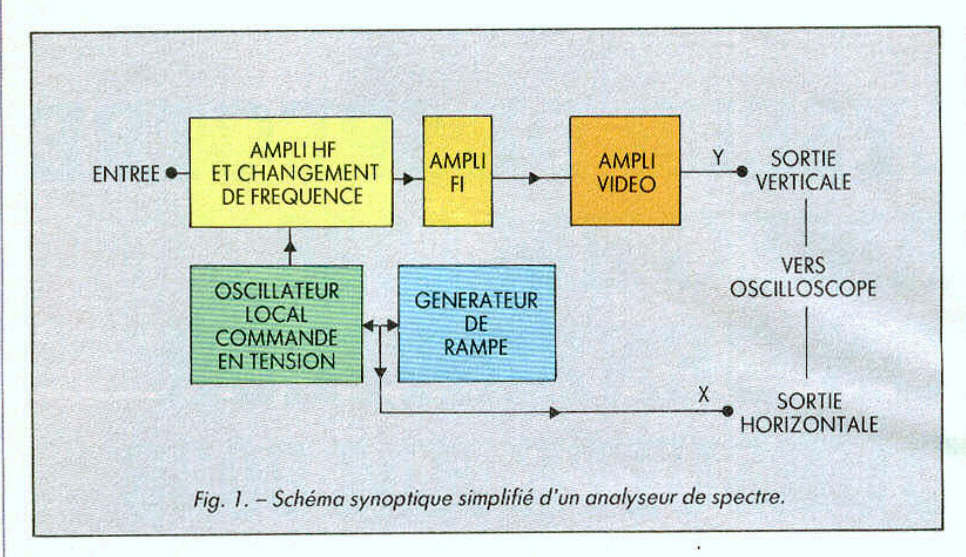


Fig. 1. – Schéma synoptique simplifié d'un analyseur de spectre.

est envoyée à l'amplificateur horizontal d'un oscilloscope dont elle provoque donc le balayage du même nom. La sortie de la partie récepteur radio, après amplification, est envoyée sur l'entrée verticale du même oscilloscope.

De ce fait, l'écran de notre oscilloscope n'affiche pas une amplitude en fonction du temps comme c'est le cas lors des utilisations traditionnelles mais une amplitude en fonction de la fréquence. Il permet donc de visualiser le spectre d'un signal, c'est-à-dire sa décomposition en fréquences élémentaires de diverses amplitudes.

Pour que notre analyseur soit un appareil de mesure utilisable, les déplacements de la trace de l'oscilloscope sont soigneusement calibrés en amplitude dans le sens vertical et en fréquence dans le sens horizontal. On parle donc de dB par division à la verticale (les professionnels de la HF, domaine de prédilection de l'analyseur, préfèrent les dB mais on pourrait tout aussi bien parler de mV sur une impédance donnée) et de Hz, kHz ou MHz par division à l'horizontale.

Les paramètres importants à prendre en compte lorsque l'on parle d'un analyseur de spectre sont bien évidemment sa plage de fréquence de fonctionnement, mais aussi la régularité de sa courbe de gain qui doit être aussi plate que possible et son niveau de bruit qui doit être le plus faible possible.

L'ANALYSEUR HAMEG HM 8028

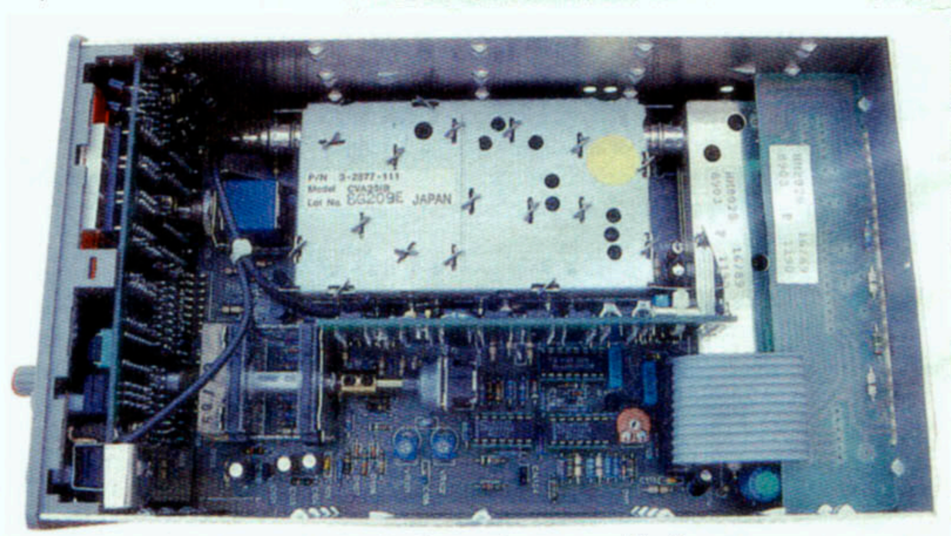
Cet appareil fait partie de la série modulaire HM 8000 de Hameg à laquelle nous avons déjà consacré plusieurs bancs d'essai (*HP* de septembre et d'octobre 1986 et de mars 1989). Il occupe un emplacement du châssis de base, l'autre pouvant être rempli par n'importe quel tiroir de la série ou, ce qui est plus logique, par le générateur de poursuite (de tracking si vous préférez) HM 8038 dont nous parlerons dans un instant.

Il ne dispose donc pas d'un oscilloscope incorporé, et doit être relié à un oscilloscope externe qui peut être assez quelconque, mais qui doit impérativement disposer d'une entrée horizontale (ou entrée X).

L'appareil est muni, comme c'est très souvent le cas chez Hameg, d'un afficheur 7 segments à trois chiffres, qui indique la fréquence centrale en MHz, ce qui est très utile pour savoir ce que l'on regarde.

Les commandes accessibles sont classiques sur tout analyseur de spectre puisque l'on trouve : un atténuateur d'entrée calibré à 4 pas de 10 dB chacun ; un commutateur de sélection de balayage allant de 50 kHz par division à 50 MHz par division ; un bouton multitour de sélection de la fréquence centrale, ainsi que deux commutateurs permettant le choix de la bande passante de l'amplificateur FI de l'analyseur et autorisant, si nécessaire, la mise en place d'un filtre vidéo utile dans certaines conditions de mesure.

Comme l'appareil s'utilise avec un oscilloscope externe il faut procéder au calibrage de ce dernier, compte tenu des caractéristiques de l'analyseur. Pour ce faire, deux trous permettent d'accéder à deux potentiomètres ajustables de réglage de gain. Ce réglage est à faire une fois pour toutes, pour un oscilloscope donné bien sûr. La procédure est fort simple à mettre en



L'intérieur de l'analyseur. Les parties HF et FI sont soigneusement blindées.

œuvre, car une position est prévue pour cela sur le commutateur de balayage du HM 8028.
L'appareil se raccorde à l'oscilloscope au moyen d'un cordon spécial (fourni) terminé par deux prises BNC. Les entrées et sorties de l'analyseur ont lieu elles aussi sur des prises de ce type, ce qui est tout à fait classique.
Plutôt que de vous égrener une suite de chiffres au milieu du texte, nous vous renvoyons au tableau 1 pour l'examen des caractéristiques de l'appareil, que nous vous laissons le soin d'apprécier dans l'absolu d'abord et compte tenu du prix du HM 8028 ensuite.

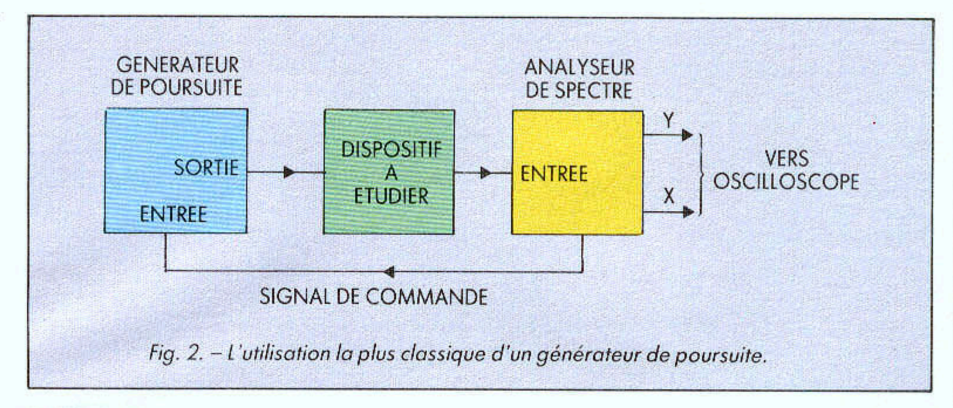


Fig. 2. – L'utilisation la plus classique d'un générateur de poursuite.

LE GENERATEUR DE POURSUITE HM 8038

Complément utile, mais non indispensable, de l'analyseur de spectre, le générateur de poursuite est en fait un oscillateur calibré, commandé en tension par l'oscillateur interne de l'analyseur de spectre. Son utilisation la plus courante est la visualisation de courbe de réponse en utilisant le mode de connexion schématisé figure 2.

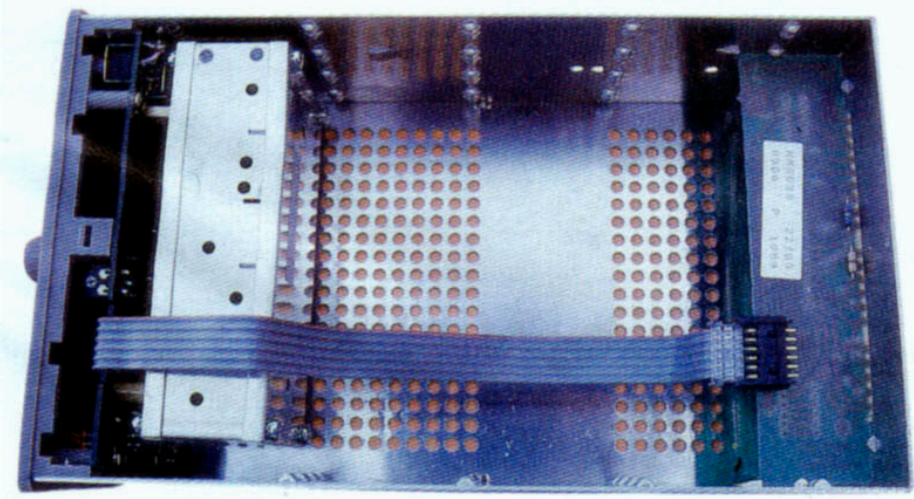
En effet, raccordé comme il est indiqué, le générateur de poursuite délivre un signal de fréquence variable et d'amplitude constante (s'il est de bonne qualité), signal qui, après passage au travers du dispositif à l'étude, est visualisé au moyen de l'analyseur de spectre.

Le HM 8038 de Hameg est bien évidemment contenu dans un tiroir standard de la série 8000, ce qui lui permet de s'intégrer dans la moitié du châssis de base laissée libre par l'analyseur. On dispose ainsi d'un ensemble de mesure performant et compact.

Compte tenu de ses fonctions, la face avant du HM 8038 est assez dépouillée puisque, outre l'interrupteur marche/arrêt, on n'y trouve qu'un réglage de niveau de sortie assuré au moyen d'un potentiomètre associé à un commutateur à poussoirs, calibré par pas de 10 dB. Une fiche BNC reçoit le signal de pilotage en provenance de l'analyseur de spectre, tandis qu'une autre délivre le signal de sortie.
Comme pour l'analyseur de spectre les caractéristiques sont résumées dans le tableau 2 ci-joint que nous vous invitons à consulter.

NOTRE AVIS

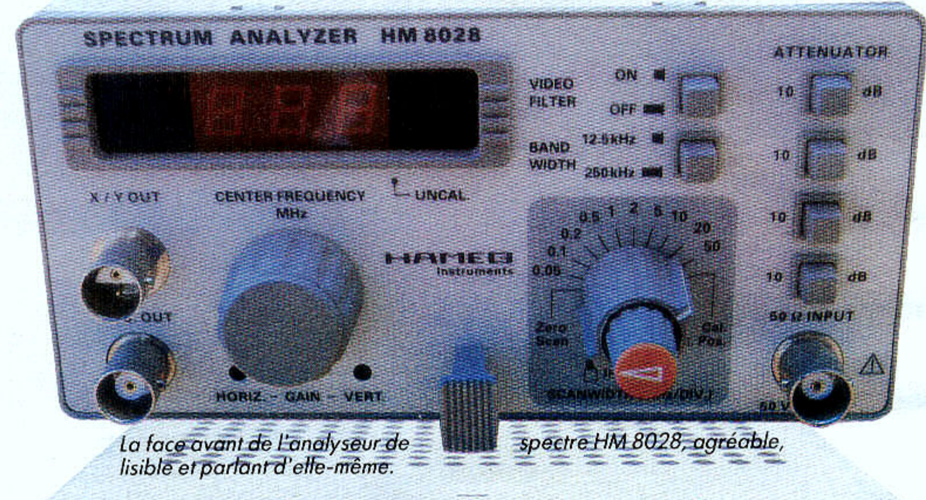
Bien que nous n'ayons eu entre les mains que la notice en langue anglaise, nous avons apprécié son contenu qui, outre la partie consacrée strictement à l'usage de l'appareil, explique de façon fort correcte ce qu'est un analyseur de spectre et les différentes utilisations d'un générateur de poursuite.
La mise en œuvre du HM 8028 est fort simple. Le calibrage de l'oscilloscope associé ne présente aucune difficulté et ne demande que quelques minutes une fois le temps de stabilisation en température des deux appareils (analyseur et oscilloscope) écoulé, ceci afin d'éviter toute dérive ultérieure.
L'affichage de la fréquence centrale est fort pratique, encore que l'on puisse regretter qu'il n'utilise que trois chiffres significatifs, ce qui ne lui donne qu'un MHz de résolution.
L'étalonnage en fréquence du balayage horizontal et en amplitude du balayage vertical sont tout à fait corrects et parfaitement dans les spécifications annoncées par le constructeur.
Le générateur de poursuite est tout aussi simple à utiliser et ses caractéristiques principales sont respectées. Nous avons toutefois constaté, aux très faibles niveaux de signal en entrée de l'analyseur de spectre, une légère interférence du générateur de poursuite sur l'analyseur, rendant certaines mesures délicates. Ceci ne se produit toutefois que dans des cas extrêmes, et ne devrait pas engendrer de


L'intérieur presque vide du générateur de poursuite. Et pour cause, tout ou presque est contenu dans un module blindé afin de limiter les rayonnements parasites.

HAMEG HM 8028 ET HM 8038

Tabl. 1. – Caractéristiques principales de l'analyseur de spectre Hameg HM 8028

- Gamme de fréquence : 500 kHz à 500 MHz
- Gamme de balayage : 50 kHz à 50 MHz par division
- Précision de balayage : ± 10 %
- Bande passante FI : 12,5 kHz ou 250 kHz (à – 3 dB)
- Dérive en fréquence : < 150 Hz/h (après 60 mn de stabilisation en température)
- Amplitude d'affichage vertical : 80 dB (10 dB par division)
- Précision du niveau de référence : ± 2 dB
- Affichage de la fréquence centrale : afficheur LED à 3 chiffres, résolution 1 MHz
Vitesse de rafraîchissement : 43 Hz
- Filtre vidéo : 3 kHz (à – 3 dB)
- Stabilité de l'amplitude : ± 1,5 dB (référence 250 MHz)
- Niveau de référence : – 27 dBm à + 13 dBm
- Niveau de bruit moyen : – 99 dBm (bande passante 12,5 kHz)
- Gain FI : ajustable sur 10 dB
- Distorsion : – 75 dB (harmoniques 2 et 3)
- Intermodulation : – 70 dB (signaux espacés de 1 MHz)
- Entrée HF : 50 Ω
- Niveau maximal admissible : + 13 dBm
- Atténuateur : 4 x 10 dB (± 1 dB chaque)
- Sorties : 0,5 V/division sur 1 KΩ



La face avant de l'analyseur de spectre HM 8028, agréable, lisible et parlant d'elle-même.



La face avant du générateur de poursuite HM 8038, encore plus simple que celle de l'analyseur mais suffisante.

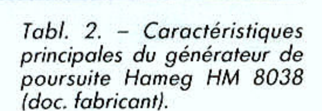
perturbations en utilisation normale.
L'ouverture des deux appareils ne révèle aucune surprise désagréable, bien au contraire. Nous devons reconnaître que Hameg nous a habitués à cela dès les premiers appareils de la série 8000, et cela continue pour le plus grand bien des utilisateurs que nous sommes. En outre, cela démontre, si besoin était, qu'il peut aussi être fabriqué en Europe des appareils de qualité à un prix abordable, n'en déplaise aux fervents supporters des pays extrême-orientaux !

CONCLUSION

Les deux tiroirs HM 8028 et HM 8038 de Hameg constituent à notre avis une petite révolution car ils placent l'analyse de spectre à la portée de tous (ou presque), compte tenu de leur prix compétitif. Les performances n'en sont pas sacrifiées pour autant, même si elles ne peuvent être directement comparées à celles d'analyseurs de marque plus réputés en ce domaine, mais dont les prix sont ô combien plus élevés.
Tels qu'ils sont, les deux tiroirs permettent déjà de très nombreuses mesures intéressantes ; en outre, leur qualité de fabrication devrait leur assurer une utilisation sans problème et pour longtemps. Un achat à conseiller donc pour tout ceux que l'analyse de spectre intéresse.

C. TAVERNIER

- *Niveau de sortie : + 1 dBm à – 50 dBm*
- *Atténuateurs : 4 x 10 dB (± 1 dB chaque)*
- *Impédance de sortie : 50 Ω*
- *Gamme de fréquence : 100 kHz à 500 MHz*
- *Variation d'amplitude : ± 1,5 dB (référence 250 MHz)*



Tabl. 2. – Caractéristiques principales du générateur de poursuite Hameg HM 8038 (doc. fabricant).

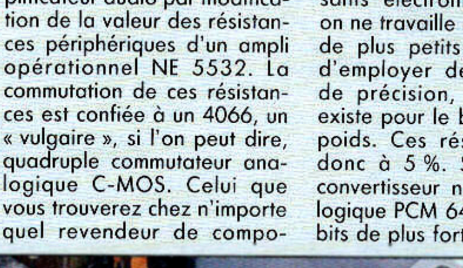
BANC-D'ESSAIS

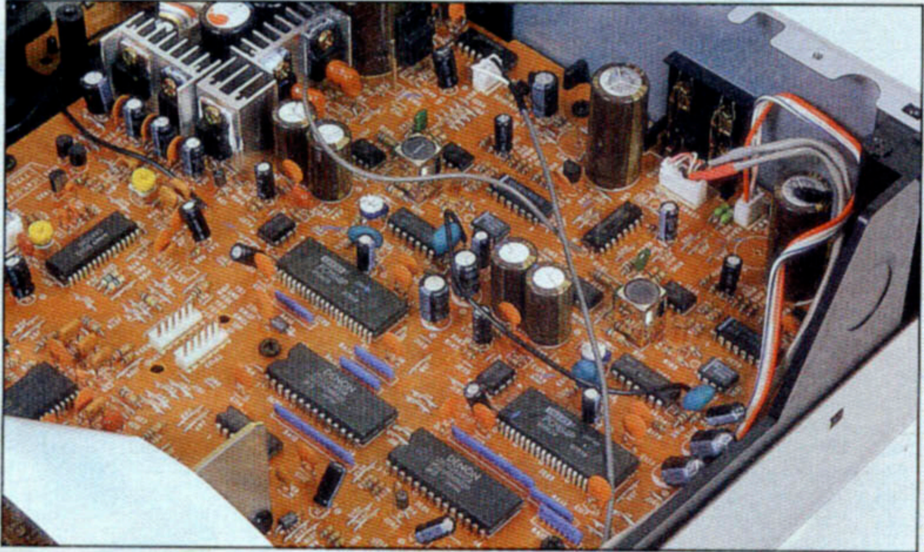
1 BIT OU 20 BITS ?

Les techniques de conversion numérique/analogique évoluent, et c'est, comme toujours, dans les produits de haut de gamme que l'on trouve le résultat des dernières recherches.
Comme les constructeurs n'abandonnent pas, il y a fort à parier que le nombre de bits continuera à croître et que les 16 bits deviendront 20, 22, 24 et peut-être même plus, à moins qu'il n'y en ait plus qu'un, autre tendance actuellement développée, et que nous avons rencontrée sur deux des lecteurs de CD testés, l'un signé Technics et l'autre TEAC. Nous n'avons pas encore rencontré le système bit-stream de Philips, nous attendrons la prochaine génération, les lecteurs utilisant cette technique n'étant pas encore disponibles.

LA TECHNIQUE 20 BITS DENON

Une fois traité par le processeur numérique qui élimine les erreurs, le signal entre dans un filtre numérique à suréchantillonnage à huit fois la fréquence initiale, un SM 5813, circuit qui permet de sortir un signal avec une résolution de 16, 18 ou 20 bits, suivant la programmation de ce circuit. Les signaux des voies G et D sont transmis, en mode série, à partir de deux sorties. Comme Denon a besoin d'un convertisseur N/A 20 bits et qu'il n'en n'existe pas sur le marché, du moins à un prix intéressant, il convertit les données série en données parallèle. La conversion série/parallèle est confiée à un circuit spécifique, un circuit semi-standard de 448 portes à deux entrées, câblé par masque pour cette utilisation particulière. Cette formule, très utilisée dans l'industrie, ne se rencontre pratiquement pas en audio grand public, où les séries et la standardisation des fonctions conduisent plutôt à l'utilisation de circuits sur mesure, d'ailleurs adoptés par de nombreux constructeurs. A titre d'exemple, nous citerons les circuits de traitement numérique de Sony, de Yamaha ou le filtre numérique SM 5813 devenu quasiment un standard. Dix-huit des bits sont dirigés sur les convertisseurs numériques/analogiques à entrée parallèle Burr-Brown PCM 64-I, les deux autres, ceux de plus faible poids, vont commander le gain d'un amplificateur audio par modification de la valeur des résistances périphériques d'un ampli opérationnel NE 5532. La commutation de ces résistances est confiée à un 4066, un « vulgaire », si l'on peut dire, quadruple commutateur analogique C-MOS. Celui que vous trouverez chez n'importe quel revendeur de composants électroniques. Comme on ne travaille que sur les bits de plus petits poids, inutile d'employer des résistances de précision, impératif qui existe pour le bit de plus fort poids. Ces résistances sont donc à 5 %. S'agissant du convertisseur numérique/analogique PCM 64 I, quatre des bits de plus fort poids bénéfi-





DENON : le double convertisseur à 20 bits du lecteur de CD Denon DCD-1520. Le filtre nuumérique 5813 à suréchantillonnage attaque en mode série des circuits spécifiques série/parallèle délivrant les 20 bits nécessaires au CNA. 18 bits sont décodés par les PCM 64, les deux derniers par des 5532 dont les résistances périphériques (réseau R-2R) sont commutées par des 4053.

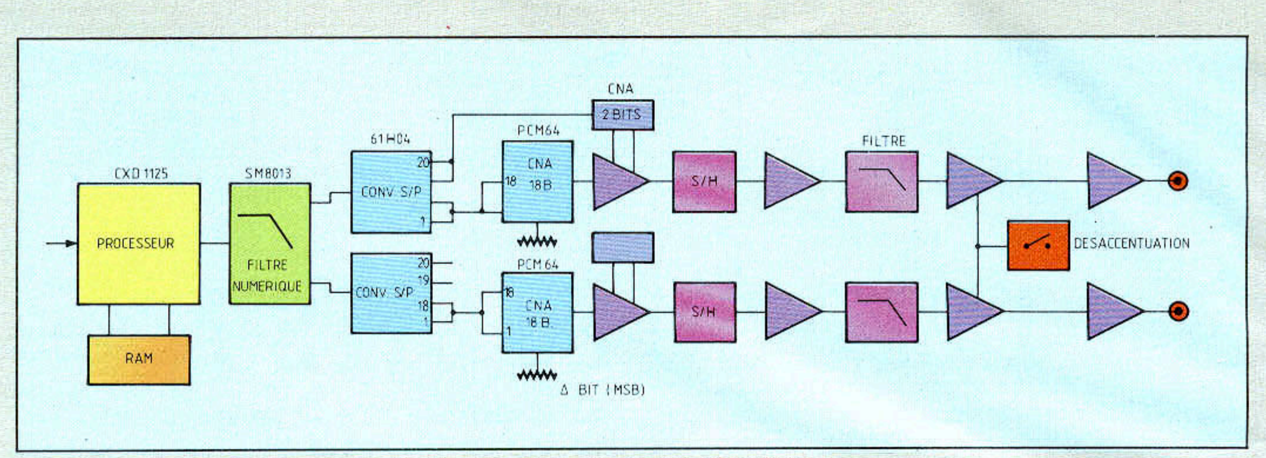
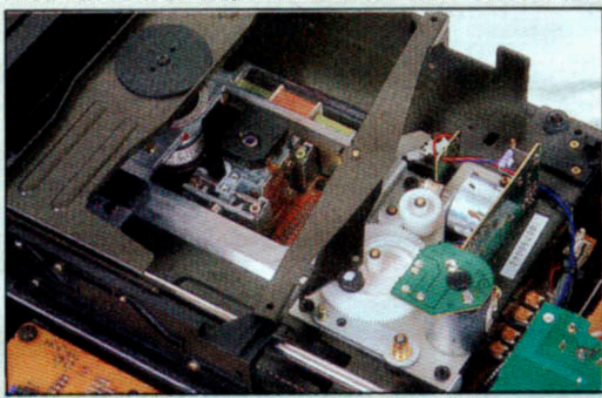


Fig. 1. – Synoptique du circuit du DCD-1520 Denon.

cient d'une borne d'ajustement par potentiomètre externe. Denon, logiquement, concentre son attention sur le bit de plus fort poids, celui qui change au voisinage du zéro, c'est en quelque sorte un bit de signe. Les bits 2, 3 et 4 n'ont pas eu droit à l'ajustement pourtant autorisé, ces bits n'entrent en service qu'à un niveau plus important, ce qui ne justifie pas, pour Denon, leur ajustement. L'échantillonnage/blocage est confié lui aussi à un 4066, des circuits intégrés à faible bruit 5532 conduisent le signal en sortie. Soucieux de la qualité du signal de sortie, ce constructeur a doublé ses condensateurs chimiques de liaison, par d'autres de plus faible valeur à diélectrique plastique.

LES 18 BITS DE KENWOOD

Quatre-vingt-cinq pages pour les techniciens, c'est le manuel de service qu'édite Kenwood à leur intention. Manuel assez remarquable dans le sens où il propose, outre les instructions nécessaires pour un démontage en toute sécurité, un descriptif complet des fonctions des circuits intégrés, ou encore du système de commande du chariot laser à moteur linéaire. Après extraction des données audio, le signal est transmis à un filtre numérique à suréchantillonnage SM 5813, il est programmé pour une sortie en 18 bits. Ce filtre, d'ordre élevé : 199e, bénéficie d'une ondulation dans la bande passante, inférieure à ± 0,00005 dB ! tandis que la réjection, hors bande, est de plus de 110 dB. Les signaux série des deux canaux aboutissent aux entrées d'un processeur D.P.A.C., ce qui signifie « Digital Pulse Axis Control », autrement dit contrôle numérique d'axe des impulsions. Les axes, en question ici, sont ceux de temps et de tension. Ce circuit est en fait un correcteur de base de temps chargé de remettre les signaux numériques en phase avec ceux d'horloge, afin d'éviter que l'échantillon soit reproduit à un mauvais endroit, ce qui entraînerait une distorsion. Le circuit intégré utilisé est un TC17G008AF-8060, c'est-à-dire, comme chez Denon, un réseau de portes programmables par masque. Ici, nous avons un réseau de 880 portes capables de travailler à 100 MHz avec une vitesse de propagation de 1,5 ns par porte. Dans de tels circuits, les portes sont interconnectées pour assurer des fonctions plus complexes : bascules, horloge, registre, compteurs, etc. Les sorties de ce circuit aboutissent à deux



KENWOOD : une superbe mécanique : moteur linéaire, tête laser sur châssis de zamack moulé, chariot sur roulement à billes, tiroir mû par courroie crantée, etc.

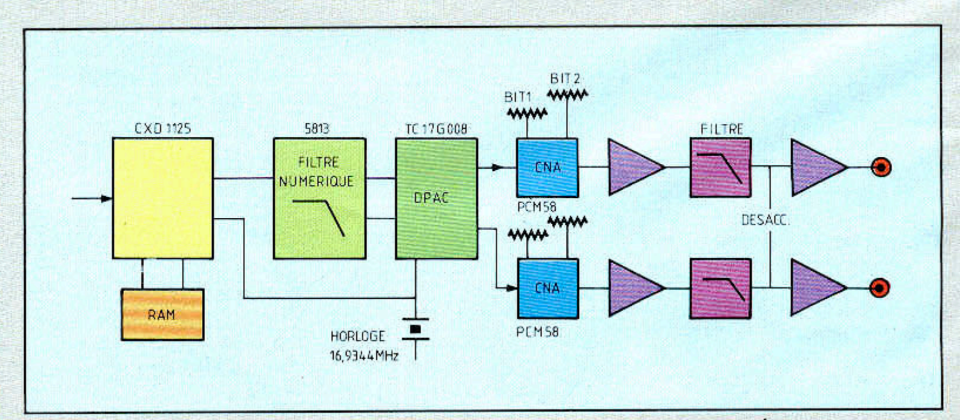


Fig. 2. – Synoptique du circuit de traitement du DP 8010 Kenwood.

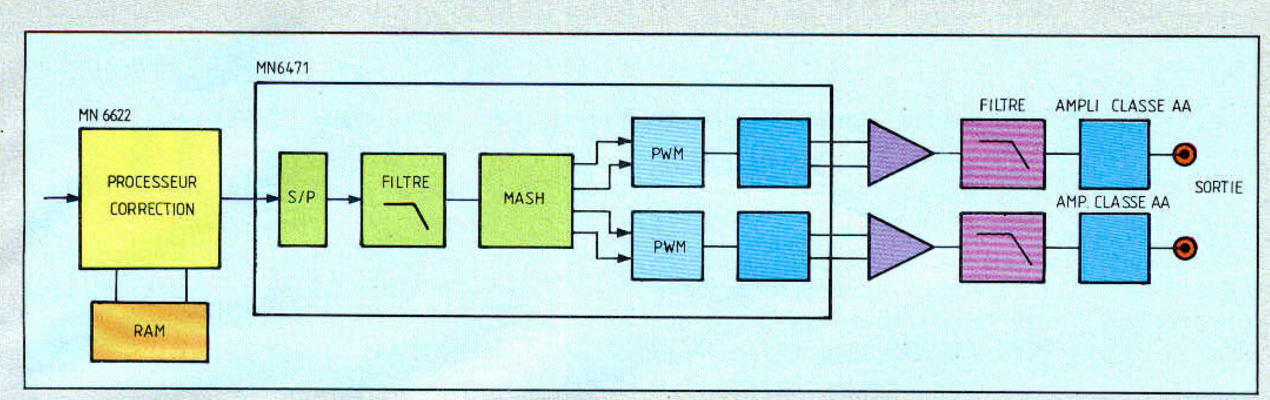
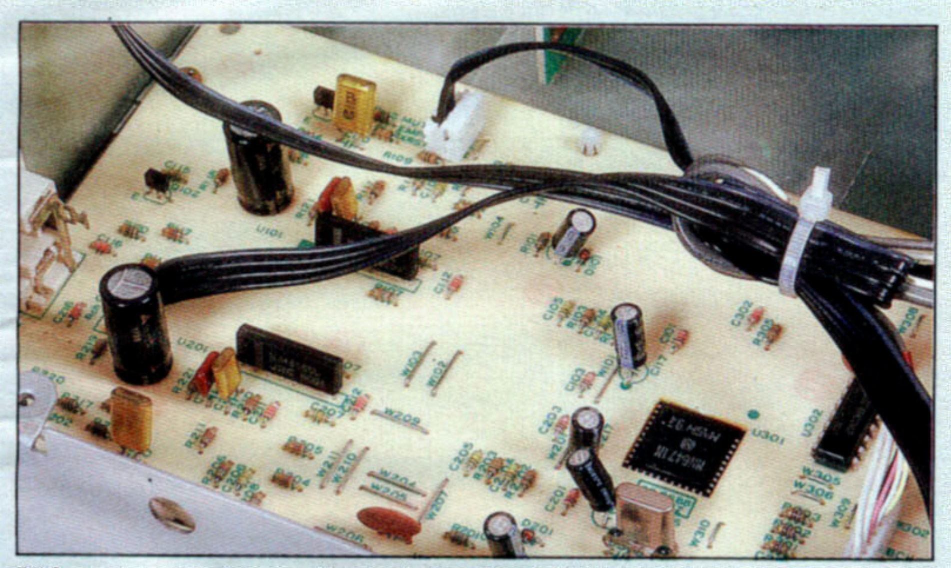


Fig. 3. – Synoptique du circuit de sortie du SL-P 777 Technics.



TEAC : un unique convertisseur numérique/analogique, il est double et utilise une technique 1 bit à 384 fois la fréquence d'échantillonnage. C'est Matsushita qui le fabrique.

convertisseurs N/A à 18 bits et entrées série, des PCM 58 P de Burr-Brown. Ce convertisseur dispose de quatre sorties pour ajustement des bits, on n'ajuste ici que les deux bits de plus fort poids. Derrière les convertisseurs, Kenwood filtre le signal en utilisant des 5532.

LE 1 BIT DE TECHNICS (ET TEAC)

Solution 1 bit chez Technics et Tascam. La technique a été décrite en long, en large et en travers dans le HP d'octobre 1989, aussi bien pour la formule Philips que pour la Mash de Technics (nous allions dire de Mash-tsushita !). Ces techniques consistent à augmenter la fréquence d'échantillonnage et à réduire le nombre de bits. Chez Philips on utilise des bits très rapprochés, certains positifs, d'autres négatifs, rassemblés de telle façon que la valeur moyenne soit équivalente à celle que l'on avait avec les n bits. n pouvant aller de 16 à 18 ou 20, suivant la résolution demandée. Chez Technics, on utilise une technique un peu différente avec, en sortie, des bits très rapprochés mais dont la largeur est fonction de la valeur des échantillons. Dans les deux cas, une intégration permet de récupérer la valeur moyenne. Avec ces techniques on s'affranchit du délicat problème de la précision, notamment dans le temps, de la valeur du bit de plus fort poids, celui qui produit la distorsion de croisement au voisinage du zéro. Technics produit ses propres circuits intégrés, ce qui l'a conduit à une intégration de nombreuses fonctions, limitant du coup la quantité de circuits intégrés nécessaires. De ce fait, beaucoup de place reste disponible dans l'appareil. Un exemple de cette intégration : le circuit de traitement numérique du signal comporte une section de traitement des informations venues du circuit de télécommande. Technics intègre aussi, dans une puce, tous les circuits de commande : des bobinages de mise au point, de suivi de piste et du moteur linéaire. Le traitement numérique se résume en un unique circuit intégré (après le circuit de traitement et de séparation des données de service et audio). Ce circuit comporte un convertisseur série/parallèle, un filtre numérique d'ordre élevé, d'un convertisseur Mash à deux sorties modulées en largeur avec circuit analogique à sortie symétrique. Après filtrage, un circuit intégré analogique (5219) se charge de sortir le signal sous basse impédance. Comme Technics a inventé sa classe d'amplification AA, il l'utilise ici, pour la sortie ligne comme pour la sortie casque.

CONCLUSIONS

Les constructeurs, par diverses méthodes, optimisent les systèmes de conversion numérique/analogique avec, pour résultat, une diminution de la distorsion et du bruit de fond. Un inconvénient : la multiplication et l'augmentation des composants dans le cas de conversions à 18 ou à 20 bits. Une idée intéressante, car économique : celle des systèmes à 1 bit. Technics donne ici une belle leçon de simplicité, que l'on retrouve aussi chez Teac qui utilise également une conversion de type Mash mais associée, en amont, à des circuits plus classiques.

E.L.

10 LECTEURS DE CD

Réunion au sommet pour dix lecteurs de galettes argentées. Sommet ? Le haut de gamme ou presque. Mais si certaines marques ont une politique élitiste, d'autres visent une plus large diffusion avec des produits au prix plus accessible. Sommet ? Pas tout à fait, car certains lecteurs, qui coûtent plus de 10 000 F, ne sont pas représentés ici.



Photo GAMMA/ARTHUS PIXEL

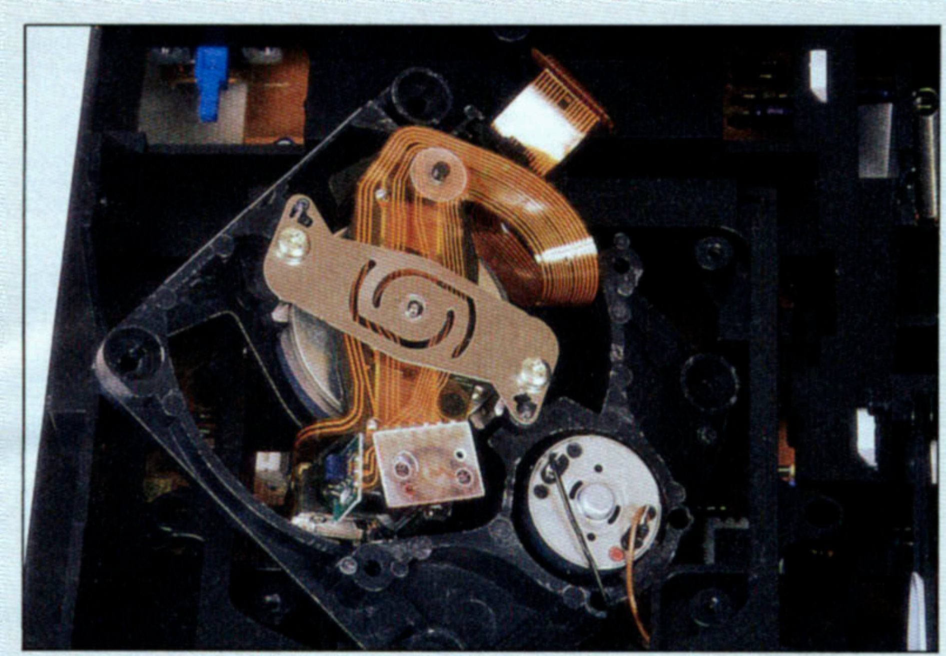
Comme vous le constaterez, ces lecteurs disposent tous d'une télécommande, et, outre les commandes essentielles, des fonctions annexes destinées à vous faciliter la vie ont été ajoutées parallèlement à l'augmentation du nombre des fonctions, on assiste à un déploiement de technologies destinées à repousser encore les limites des spécifications. On traite en 18, voire 20 bits, un signal enregistré en 16 bits. Bien sûr, cela coûte plus cher mais on vise à la perfection. Les 16 bits d'un enregistreur sont de vrais 16 bits, alors qu'un convertisseur numérique/analogique à 16 bits, de grande diffusion, n'aura peut-être que la précision d'un vrai 14 bits. La précision des convertisseurs, vous la découvrirez dans nos relevés de mesure de distorsion et vous vous rendrez compte qu'entre un 16 bits et un 20 bits, la différence n'est pas aussi importante que vous le pensiez. Quant à l'oreille, c'est un autre problème...

LE TABLEAU

Il propose un petit résumé des caractéristiques des lecteurs de CD. Lorsque, comme ici, les produits sont de haut de gamme, ils rassemblent de nombreuses possibilités d'exploitation. Tous ou presque possèdent une télécommande, ils fournissent toutes les données temporelles dont vous avez besoin et proposent une ou plusieurs sorties numériques et une sortie casque souvent avec potentiomètre pour le réglage du volume.

10 LECTEURS DE CD

– **La plupart des lecteurs de CD sont construits au Japon,** mais il y a des exceptions. Le groupe Philips, dont Marantz fait partie, produit ses lecteurs en Belgique. Une marque européenne, Dual, fait fabriquer ses lecteurs de CD mais n'en précise pas l'origine.
– **Les dimensions** des lecteurs de cette catégorie sont pratiquement identiques, la largeur est généralement de 430 mm environ. Deux appareils sont un peu plus petits : le Dual et le Marantz. A l'intérieur des autres, beaucoup de place reste disponible, mais la nécessité d'installer un afficheur, associé à de nombreuses commandes, impose la taille de la façade.
– **L'écoute avant/arrière** permet un repérage à l'oreille d'un passage. Ici, on ne joue pas ou peu sur le niveau d'écoute ; la lecture à grande vitesse entraîne un découpage en tranches de la modulation, sans transposition de fréquence donc sans risque pour les transducteurs. Une mention particulière pour Technics, qui a installé sur son lecteur un volant de recherche facile à utiliser et complété par une lecture en boucle de 0,2 à 1 s, facilitant le repérage grâce à un balayage, par exemple, de la transition qui vous intéresse. Une fonction « pro » pour un prix « grand public ».



MARANTZ : la mécanique Philips reste la plus simple du monde : un moteur pour la rotation du disque, un bras rotatif pour le suivi de la piste. Ici, la version CDM 4, avec châssis moulé dans un matériau composite.



– **La lecture de segments** est utilisée pour répéter un morceau ; en général cette lecture est repérée A-B, mais ce n'est pas obligatoire, elle peut aussi n'être accessible qu'à partir de la télécommande.

– **La répétition** permet de repasser plusieurs fois le même morceau, par exemple le tube de l'été, ou d'assurer une lecture continue. Comme le temps de recherche des plages est devenu très court, la lecture se fait pratiquement sans interruption.

– **La préécoute balayée** des introductions consiste à lire quelques secondes, en général une dizaine, du début de chaque plage d'un disque. Chez Marantz, on pousse le raffinement jusqu'à permettre la programmation au moment de cette lecture et d'ajuster la durée de l'échantillon.
– **L'index** est un repère, installé à l'intérieur des plages de certains disques, il est la plupart du temps indiqué mais ne peut être recherché, au même titre que le numéro des plages, que sur certains lecteurs.
– **La programmation** bien sûr est permise sur la quasi-totalité des lecteurs de CD, de haut ou de bas de gamme. Dans notre tableau, nous donnons le nombre de plages que vous pourrez mémoriser. Certains disques comportent un nombre de plages important, approchant la trentaine... Beaucoup de lecteurs de haut de gamme disposent d'un afficheur type calendrier qui indique simultanément toutes les plages programmées mais

dans l'ordre numérique et non celui de lecture. La palme revient ici à Onkyo qui propose une ligne de dix nombres de deux chiffres sur laquelle on lit le numéro des plages dans l'ordre de la programmation. Marantz fait preuve aussi d'originalité en proposant divers modes de programmation : en lecture des introductions, programmation par sélection de plage ou par omission. Ce lecteur permet, en outre, de mémoriser des plages et, lors de l'introduction du disque, ce dernier sera identifié et seules les plages programmées seront lues.

– **Programmation, mais par clavier numérique.** Ce clavier, absent sur les lecteurs de bas de gamme, est systématiquement présent sur les autres appareils, sauf sur la façade du TEAC, qui le propose toutefois sur sa télécommande. Ce clavier aura de dix à vingt touches avec, souvent, mais ce n'est pas obligatoire, une touche spéciale pour les dizaines.

La lecture aléatoire diversifie l'écoute d'un disque en proposant la lecture des plages dans un ordre quelconque, déterminé au hasard, par le microprocesseur interne. Une option intéressante pour enregistrer des cassettes de variété pour la voiture. Deux lecteurs originaux en la matière : le Marantz qui crée le suspense avec un décompte de 5 secondes avec animation de l'afficheur et l'Onkyo qui annonce l'ordre de lecture sur son afficheur.

– **Les afficheurs** sont presque tous capables d'annoncer le temps total, restant et écoulé, et, pour ces deux derniers, dans la plage ou le disque. Une donnée intéressante : la totalisation des temps en programmation, elle existe sur presque tous les lecteurs de haut de gamme. Si vous enregistrez des cassettes, vous apprécierez l'indication du temps total restant avant la fin du programme.

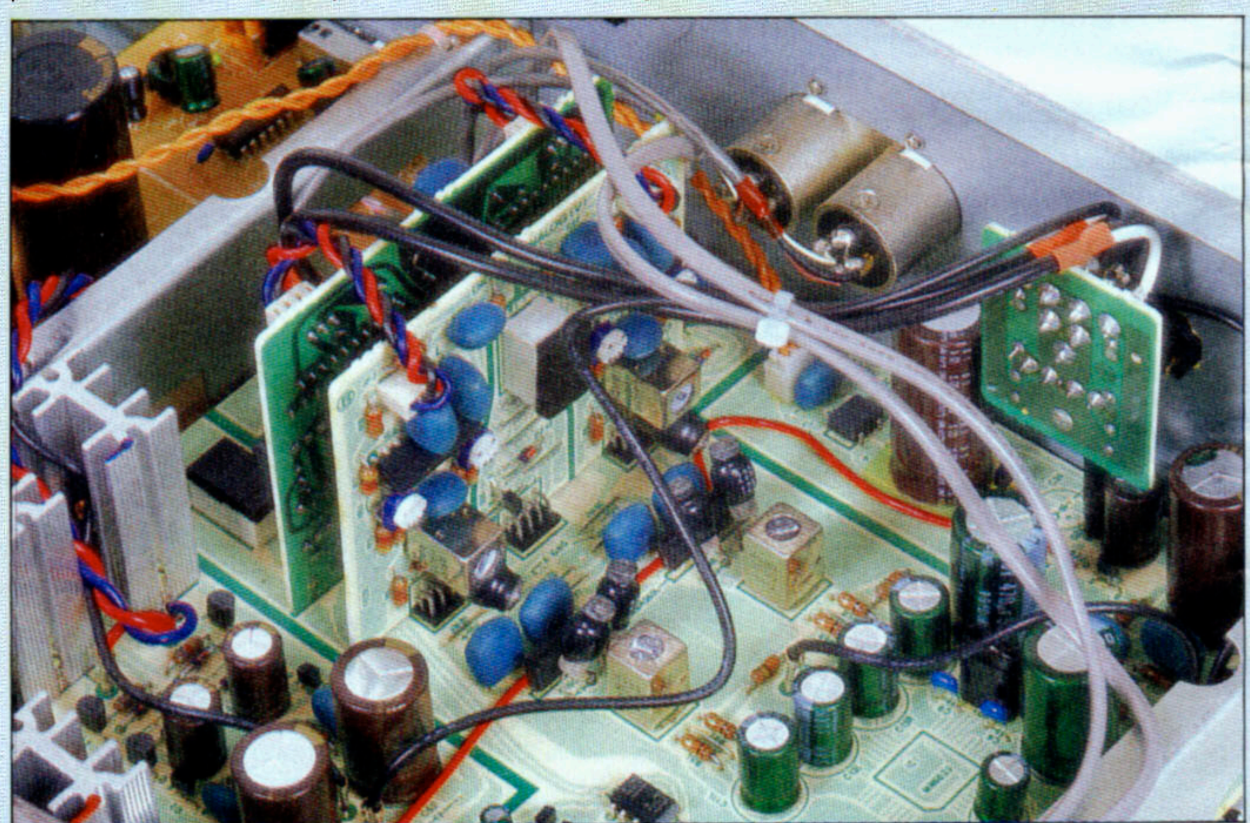
– **Le rappel du programme** est prévu par tous, mais sous des formes qui ne sont pas toujours pratiques et par un procédé d'appel parfois complexe.

– **La prise casque,** plutôt dans le haut de gamme, a été prévue sur tous les lecteurs. Le niveau de sortie est presque toujours réglable mais ce n'est pas une obligation. Souvent, les constructeurs utilisent un réglage de niveau commun à la sortie casque et à la sortie réglable, mais la meilleure solution est une indépendance totale entre les deux réglages, ce que Marantz propose. Le réglage commun n'est pas pratique, mais on peut aussi considérer que le constructeur a installé une sortie supplémentaire, ce qui devient alors un avantage...

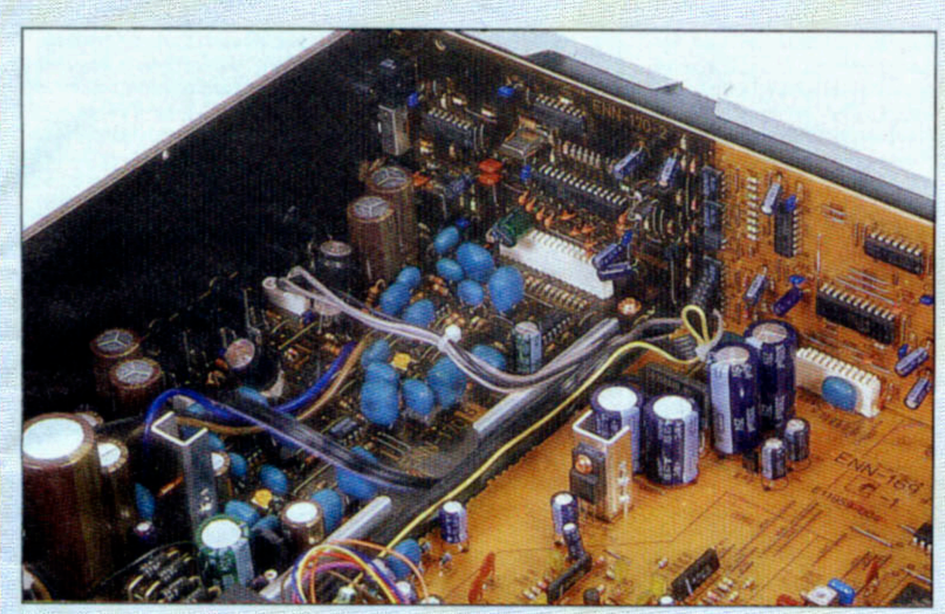
– **La sortie numérique** permet de passer directement d'un lecteur de CD à un magnétophone DAT ou encore du lecteur à un ampli doté d'un convertisseur intégré, on élimine ainsi les dégradations, (en réalité infimes) d'une liaison analogique par câble coaxial.

– **La télécommande** est infrarouge, en outre, certains lecteurs s'adaptent au bus d'intercommunication proposé par la marque. Un bus qui, par exemple, permet de synchroniser le magnétophone et le lecteur de CD.

– **La lecture par minuterie** est une fonction qui permet de faire partir la lecture à un mo-



SANSUI : une fabrication en trois dimensions. Sansui sélectionne ses composants et va jusqu'à amortir les vibrations de ses relais... A remarquer : les prises de sortie symétriques.



JVC : séparation entre les fonctions numérique et analogique. Non seulement par la couleur mais aussi par des photocoupleurs. Les alimentations sont aussi séparées et les composants, comme les chimiques, adaptés aux fonctions, leurs couleurs sont différentes et les distinguent.

ment prédéterminé lorsqu'un disque est en place dans le tiroir en établissant la tension secteur. La fonction minuterie peut exister sans mention en façade. Sur certains lecteurs, on sophistique la fonction en proposant une lecture normale, dans l'ordre des plages, ou une lecture aléatoire.

LES MESURES

– **La tension de sortie** est mesurée à 1 kHz avec un disque enregistré à 0 dB. Elle est exprimée en dBu, c'est-à-dire en décibels par rapport à 0,775 V. Cette tension de sortie est voisine le plus souvent de 2 V. On mesure également l'écart de niveau entre les deux voies, un écart qui n'est représentatif que de l'échantillon testé, et qui pourrait très bien être l'inverse sur un autre échantillon. Cet écart est dû à la précision des composants utilisés.

– **La distorsion harmonique** est mesurée à 1 kHz au niveau 0 dB. On se rend compte ici que la distorsion est très faible. On utilise souvent des convertisseurs 18 bits dont les bits de plus fort poids sont ajustés pour réduire les distorsions au voisinage du zéro. Le signal du disque test est généré numériquement avec une précision de 16 bits. On constatera que les valeurs de la distorsion sont les mêmes pour les deux voies.

– **Le rapport signal/bruit** est mesuré en lisant d'abord une plage enregistrée à un niveau très bas, – 80 dB, puis une plage de silence. On utilise un filtre dont la bande passante va de 20 Hz à 20 kHz, il s'agit donc d'une mesure non pondérée. Un sommet ici : le rapport S/B du lecteur de CD Onkyo, qui atteint 114 dB ! Une fois le lecteur en pause, le bruit de fond diminue encore...

– **L'impédance de sortie** est un paramètre qui change beaucoup d'un lecteur à l'autre. Plus l'impédance est faible et moins le câble de liaison perturbe la transmission du signal. Un des lecteurs se distingue par une sortie symétrique, technique, surtout rencontrée sur des lecteurs professionnels.

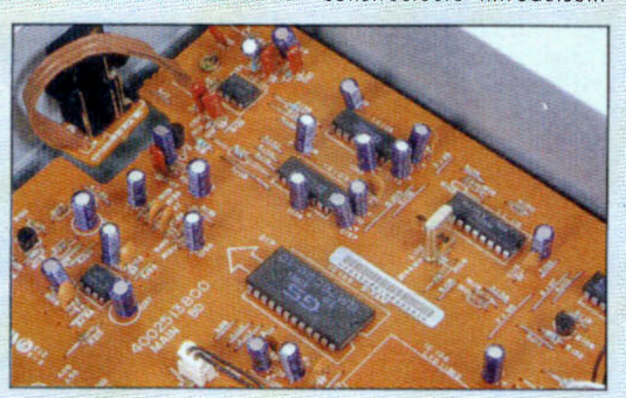
– **Le temps de montée** est une grandeur qui a beaucoup évolué depuis la sortie des premiers lecteurs de CD. En effet, à l'époque, la technique du suréchantillonnage n'existait pas, et les filtres analogiques introduisaient un temps de montée supérieur à 30 µs. Seul Philips, avec son suréchantillonnage (attaqué par ses concurrents qui l'accusaient d'une résolution de 14 bits), descendait au-dessous de 20 µs, une valeur que l'on rencontre ici chez tout le monde, tandis que le suréchantillonnage est omniprésent.

– **Le décalage G/D** est dû à l'utilisation d'un convertisseur numérique/analogique commun aux deux voies. Le suréchantillonnage, associé au doublage des convertisseurs, dans le matériel de haut de gamme, a conduit à l'élimination de ce décalage, les faibles valeurs mesurées ici sont négligeables.

– **Le comportement par rapport aux défauts** des disques est pratiquement le même pour tous les appareils. Le disque test utilisé ici est bien sûr le même, les défauts artificiels sont supportés par tous les lecteurs. Une telle situation n'existait pas dans les débuts du CD, où seuls les lecteurs utilisant la mécanique Philips supportaient tous les tests.

– **Le temps, pour la lecture,** est celui mis par le disque pour commencer la lecture une fois le disque déposé dans le tiroir et la touche de lecture actionnée. On constate des écarts très faibles.

– **Seconde mesure de temps,** celle d'accès d'une plage à la suivante. Ici, on constate que le temps est très court, très inférieur en tout cas au temps nécessaire à une détection automatique par le système présent dans certains magnétophones. Plusieurs constructeurs introduisent



Le lecteur de DUAL utilise des convertisseurs Analog Devices que nous n'avions pas encore rencontrés dans un tel produit. La mémoire RAM est une Goldstar, comme pas mal d'autres intégrés standard.

10 LECTEURS DE CD

donc un système d'espacement automatique, qui sera utilisé en lecture normale ou programmée.

– **Le temps d'accès à deux plages** qui ne se suivent pas, plages 1 à 12 d'un disque de variétés, est supérieur mais reste court. Cette mesure n'est pas d'une grande précision, le temps entre deux recherches peut en effet fluctuer, l'asservissement mettant plus ou moins de temps à se verrouiller pour diverses raisons.

– **La courbe de réponse en fréquence** est représentée avec une échelle verticale dilatée, mettant en évidence le moindre écart de linéarité. Les filtres numériques employés aujourd'hui présentent une ondulation quasiment nulle dans la bande passante. En revanche, les éléments périphériques peuvent introduire des non-linéarités que l'on rencontre, par exemple, chez JVC ou Kenwood, des défauts qui restent toutefois d'amplitude limitée.

– **La courbe de diaphonie** montre l'excellente séparation des canaux de tous les lecteurs testés. Le mélange est quasi inexistant entre les voies. On se rend même compte, sur l'un des lecteurs, (Yamaha) de l'influence du déplacement du chariot. La variation de consommation se traduit par une fluctuation du niveau du signal. Ici, on mesure la somme : signal de diaphonie plus bruit de fond. Dans ce cas, c'est l'amplitude du bruit de fond qui varie.

– **Les oscillogrammes** montrent que les appareils testés utilisent la technique du filtrage numérique. Les fronts des signaux sont précédés d'oscillations, de même que l'impulsion, un phénomène qui n'existe pas avec les filtres purement analogiques avec lesquels les ondulations suivent les transitions. Les oscillations ont lieu à une fréquence supérieure à 20 kHz. Autre précision : cette réponse se rapproche beaucoup de la composition théorique d'une onde rectangulaire ou impulsionnelle dont on aurait limité les harmoniques.

EN GUISE DE CONCLUSION

Comment interpréter toutes ces mesures ? Peut-on vraiment choisir son lecteur de CD à partir de ces données ? On se rend compte ici que la qualité de ce type de lecteur est très bonne (comparez ces mesures avec celles d'un tourne-disque de haut de gamme).

Les taux de distorsion sont très faibles, et on atteint presque les limites de la mesure. Mais, comme parallèlement, les performances des circuits et les soins apportés aux fabrications augmentent, le niveau du bruit de fond diminue.

On constate tout de même quelques différences entre les lecteurs mais avec une distorsion absolument inaudible. S'agissant du niveau de sortie, la différence que l'on peut mesurer sera de l'ordre du dixième de décibel. Votre amplificateur introduira sans doute lui aussi un écart de niveau supérieur. L'imprécision des deux pistes du potentiomètre de volume s'en chargera certainement, à moins qu'il ne s'agisse d'un composant ajusté ou de précision, tel celui rencontré sur le lecteur de CD Marantz. Il vous reste à juger la sonorité des lecteurs proposés, paramètre sur lequel les constructeurs travaillent, un jugement tout à fait subjectif qui devrait vous poser quelques problèmes. Nous vous proposons un choix de dix lecteurs parmi les plus de 200 modèles du marché. Les prix sont ici dans un rapport de 1 à 3, pour des performances techniques assez proches les unes des autres.
Choisir un lecteur parmi ceux proposés devient donc difficile. Et, si les performances ne sont plus tellement déterminantes, vous devrez, au moment de choisir, prendre en compte les commandes périphériques, les afficheurs, les systèmes de montage pour enregistrement de cassettes, sans oublier la présentation ou l'ergonomie des commandes...

E.L.

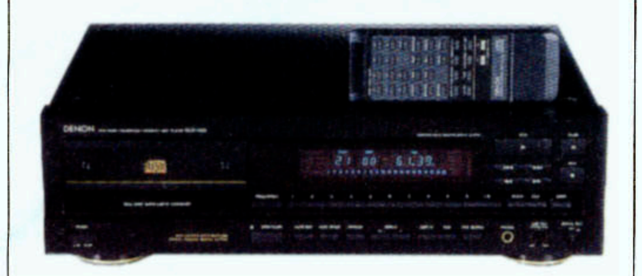
Marque Modèle	Denon DCD-1520	Dual CD 1050 RC	JVC XL-Z1010	Kenwood DP-8010	Marantz CD-60	Onkyo DX-5700	Sansui CD-X711	Teac CD-P400	Technics SL-P777	Yamaha CDX-920
Origine	Japon	Corée	Japon	Japon	Belgique	Japon	Japon	Japon	Japon	Japon
Dimensions (mm)	434 x 135 x 350	438 x 81 x 255	435 x 115 x 375	440 x 121 x 361	420 x 100 x 280	432 x 130 x 365	430 x 127 x 397	435 x 119 x 290	430 x 126 x 338	435 x 106 x 357
Ecoute av/ar rapide	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Lecture segment	oui	non	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Répétition	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Préécoute balayée	non	non	oui	non	oui	non	oui	non	oui	non
Index	oui	non	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Titres programmés	20	16	32	20	20	20	20	20	32	24
Clavier numérique	oui	non (TC)	1-10	1 à 20	0 à 9	oui 0-19	0-10	oui (TC)	0-20	oui
Lecture aléatoire	oui	oui	non	non	oui	oui	oui	non	oui	oui
Temps total	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	non	oui	oui
Temps écoulé	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Temps restant	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Temps total en progr.	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Nº d'index	oui	non	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Rappel programme	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Prise casque	oui, réglable	oui, fixe	oui, réglable	oui, réglable	oui, réglable	oui, réglable	oui, réglable	oui, réglable	oui, réglable	oui, réglable
Sortie numérique	opt./coax.	non	opt./coax.	opt./coax.	opt./coax.	coax./opt.	coax./opt.	optique	optique	opt./coax.
Télécommande	oui	oui	oui	oui	IR/bus	oui	IR	IR/bus	IR	IR
Lecture/minuterie	oui	non	non	oui	oui	oui	oui	oui	oui	oui
Prix	8 100	2 790	5 990	4 990	3 490	5 490	7 980	3 875	5 490	5 990

Tableau 1

TC : télécommande.



DENON DCD 1520



Lecteur de haut de gamme, le DCD 1520 accuse un poids important. Nombreuses touches en façade, réparties à droite et au-dessous de l'afficheur en fonction de leur rôle. Un afficheur luxueux avec sélection d'un affichage complet, partiel ou absent. Il ne manque que le réglage de luminosité...
Les fonctions : nombreuses, on s'en doute. Les classiques, avec des touches dont la taille varie avec l'importance de la fonction. Deux sorties analogiques et deux numériques sont à votre disposition, l'une des analogiques est à niveau fixe et l'autre à niveau variable, un réglage commun pour le niveau casque. En numérique, on choisit la sortie optique ou coaxiale. La commutation de la sortie numérique est située en face avant. Un clavier numérique à 10 touches sert à choisir les plages soit directement, soit en programmation. Une touche d'espacement automatique crée les blancs nécessaires à une exploitation semi-automatique des cassettes enregistrées et, pour vous faciliter la tâche, Denon vous propose aussi de répartir automatiquement les plages sur les deux faces de la cassette. Une touche sélectionne aléatoirement l'ordre des plages.
La télécommande infrarouge reprend toutes les fonctions du clavier avec, en plus, la télécommande du volume sonore.
Châssis en matière plastique doublé de tôle d'acier pour la base, couvercle en tôle pour le dessus, l'ensemble recouvert d'un capot. Le tout antivibrations comme le béton synthétique de la mécanique de lecture. Conversion numérique/analogique à 20 bits avec deux PCM64 (18 bits) associés à deux CNA 2 bits (les LSB) construits autour de 5 532 associés à des résistances à 5 %.

Le Haut-Parleur a aimé :
- la conversion 20 bits
- les prestations
- la fabrication antivibratoire
- le moteur linéaire

Le Haut-Parleur a regretté :
- pas de préécoute balayée



DUAL CD 1050 RC



Le CD 1050 RC de Dual fait partie de la gamme Studio Concept. Le simili alu anodisé est décoré avec des lettres dorées. Une vitre biseautée protège l'afficheur à cristaux liquides (éclairé par l'arrière) et l'ouverture nécessaire pour la réception des ondes émises par la télécommande. Peu de touches en façade, un peu plus que le strict nécessaire tout de même.
Un petit reproche au sujet de la touche d'ouverture : on a tendance à appuyer sur le haut de la touche alors que seul le bas est actif. Les recherches, rapides et plage à plage, utilisent les mêmes touches, pression courte pour les plages, prolongée pour l'avance progressive. Des fonctions annexes comme l'espacement automatique et la lecture aléatoire agrémentent l'exploitation de ce lecteur. Dual a prévu une indication complète des temps : écoulé, restant, etc., utile pour l'enregistrement de cassettes.
Si l'appareil dispose d'un nombre restreint de touches, en revanche la télécommande offre davantage de possibilités, notamment grâce à son clavier numérique qui assure un accès aux plages nettement plus rapide et plus confortable. Ici, les touches de recherche sont séparées.
Pas de mention d'origine sur ce produit. Les circuits intégrés spécifiques sont fabriqués par Sony, on utilise ici le suréchantillonnage à 8 fois la fréquence initiale. Les deux convertisseurs numériques/analogiques sont signés « Analog Devices », une première ! Pignons et crémaillère pour le chariot laser, entraînement direct pour le plateau. Une fabrication de grande série.

Le Haut-Parleur a aimé :
- les indications de temps
- la simplicité
- la lecture aléatoire et l'espacement automatique

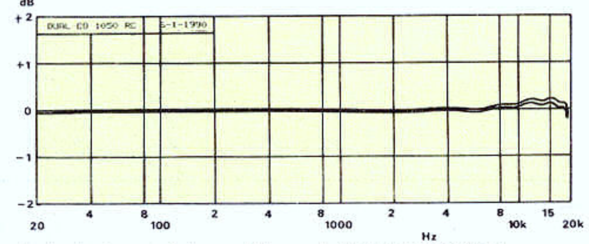
Le Haut-Parleur a regretté :
- pas de réglage de niveau casque

NOUS AVONS MESURE :

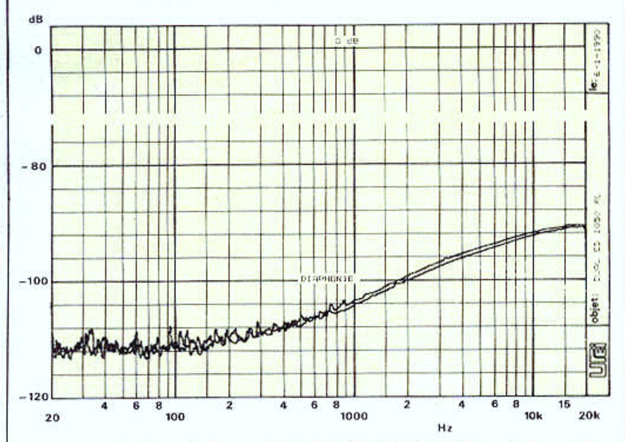
HP 15/01/90

DUAL CD 1050 RC

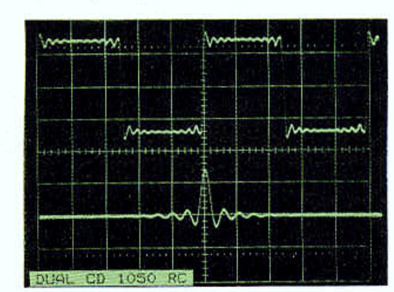
		G	D
Tension de sortie	(dBu)	+8,1	+8,2
Distorsion harmonique	(%)	0,0038	0,0036
Rapport signal/bruit	(dB)	114	114
Impédance de sortie	(Ω)	770	
Temps de montée	(µs)	17,2	
Décalage G/D	(µs)	0	
Comportement/défauts		T.B.	
Temps pour lecture	(s)	5,2	
Temps d'accès Plage 1 à 2	(s)	0,9	
Plage 1 à 12	(s)	4,6	



Courbe de réponse en fréquence du lecteur de CD DUAL CD 1050 RC. Nous avons superposé la réponse des deux canaux, avec une échelle verticale fortement dilatée. Un léger écart de niveau entre les voies, quelques ondulations dans le haut de la courbe et une petite remontée de l'aigu extrême.



Courbe de diaphonie du lecteur de CD DUAL CD 1050 RC. En haut, le niveau de référence, en bas, le signal de sortie de la voie adjacente, sans modulation. Plus de 90 dB de diaphonie, pas de problème de séparation...



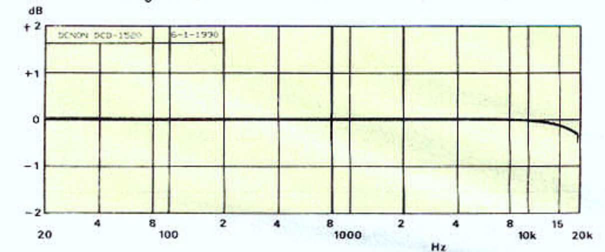
En haut, réponse aux signaux carrés du lecteur de CD DUAL CD 1050 RC à 1 kHz. Le suréchantillonnage est là, suivi d'un filtrage analogique dont on constate l'influence. Echelle verticale : 2 V, horizontale : 200 µs par division. En bas, réponse impulsionnelle, avec polarité positive pour le signal de sortie. Echelle verticale : 2 V, horizontale : 100 µs par division.

NOUS AVONS MESURE :

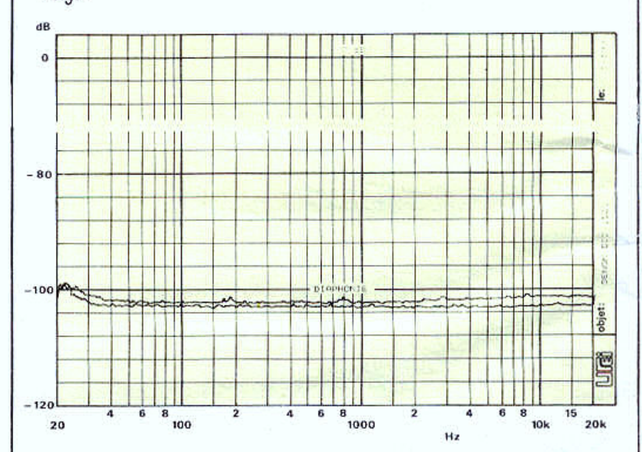
HP 15/01/90

DENON DCD-1520

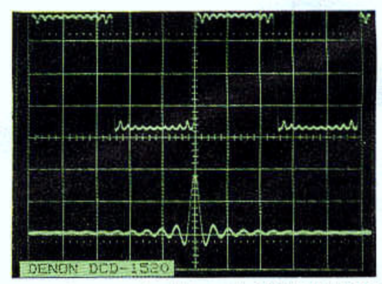
		G	D
Tension de sortie	(dBu)	+10	+10,1
Distorsion harmonique	(%)	0,0009	0,0011
Rapport signal/bruit	(dB)	102	101
Impédance de sortie	(Ω)	380	
Temps de montée	(µs)	17	
Décalage G/D	(µs)	0,1	
Comportement/défauts		T.B.	
Temps pour lecture	(s)	6,1	
Temps d'accès Plage 1 à 2	(s)	1,2	
Plage 1 à 12	(s)	1,3	



Courbe de réponse en fréquence du lecteur de CD DENON DCD-1520. Nous avons superposé la réponse des deux canaux, avec une échelle verticale fortement dilatée. Même niveau de sortie pour les deux voies, début d'atténuation de l'aigu.



Courbe de diaphonie du lecteur de CD DENON DCD-1520. En haut, le niveau de référence, en bas, le signal de sortie de la voie adjacente, sans modulation. Un niveau constant, sans fluctuation, sans remontée dans l'aigu.



En haut, réponse aux signaux carrés du lecteur de CD DENON DCD-1520 à 1 kHz. Suréchantillonnage garanti. Echelle verticale : 2 V, horizontale : 200 µs par division. En bas, réponse impulsionnelle, impulsion de sortie positive. Echelle verticale : 2 V, horizontale : 100 µs par division.

LES LECTEURS DE DISQUES COMPACTS

En complément à nos 10 bancs d'essais de lecteurs de disques compacts, nous vous proposons ci-après les caractéristiques principales d'une grande partie des appareils de ce type, disponibles actuellement sur le marché. Ce tableau a été établi à partir des documentations qui nous ont été transmises par les constructeurs et les importateurs. Les prix indiqués sont donnés à titre indicatif mais correspondent le plus souvent aux prix généralement pratiqués.

MARQUE	TYPE	Fréquence d'échantillonnage	Convertisseur N/A (bits)	Dynamique (dB)	Rapport signal/bruit (dB)	Distorsion harmonique %	Réponse en fréquence (Hz)	Séparation stéréo (dB)	Programmation	Télécommande	Prise casque	Dimensions L x H x P (mm)	Poids (kg)	Prix (F)
AKAI	CD 25	x 4	16	92	100	0,013	4 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	N.C.	32	●	●	425 x 121 x 343	3,6	1 990
	CD 55	x 8	18	96	108	0,0028	4 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	N.C.	32	●	●	425 x 141 x 343	4,2	2 490
	CD 93	x 4	18	97	106	0,0025	2 à 20 000 Hz (± 0,3 dB)	N.C.	20	●	●	460 x 112 x 330	13,6	5 990
BRANDT	DAD 005		16		100		20 à 20 000 Hz	82	20	●	●	320 x 73 x 290		1 490
CEC	CD 355						20 à 20 000 Hz		16			340		1 790
	CD 540	x 2	16	90	100	0,03	20 à 20 000 Hz	80	16		●	420 x 290 x 85,5	3,5	1 890
	CD 640	x 2	16	90	100	0,03	20 à 20 000 Hz	80	16		●	420 x 290 x 85,5	3,5	2 190
DENON	DCD 520	x 4	16	95	98	0,005	2 à 20 000 Hz	88	20	●	●	434 x 98 x 257	4	2 500
	DCD 620	x 8	20	96	100	0,004	2 à 20 000 Hz	96	20	●	●	434 x 103 x 315	3,8	2 930
	DCD 820	x 8	20	97	102	0,004	2 à 20 000 Hz	98	20	●	●	434 x 103 x 315	4	3 420
	DCD 920	x 8	20	97	106	0,0035	2 à 20 000 Hz	102	20	●	●	434 x 103 x 315	5	4 000
	DCD 1420	x 8	20	97	108	0,003	2 à 20 000 Hz	103	20	●	●	434 x 135 x 310	6,3	4 680
	DCD 1520	x 8	20	100	115	0,0025	2 à 20 000 Hz	103	20	●	●	434 x 135 x 350	10,7	8 100
	DCD 3520	x 8	20	100	118	0,0015	2 à 20 000 Hz	110	20	●	●	434 x 135 x 390	17	14 060
	DCM 555 changeur 6 disques	x 4	16	95	98	0,004	4 à 20 000 Hz	90		●	●	434 x 116 x 358	6	5 950
DUAL	CD 1050	x 8	16		95	0,01	20 à 20 000 Hz		16	●	●	440 x 82 x 245	4	2 490
	CD 5150RC	x 4	16		100	0,01	20 à 20 000 Hz		20	●	●	440 x 92 x 303	5	3 490
	CD 3590RC	x 2	16		95	0,01	20 à 20 000 Hz		20	●	●	350 x 80 x 290	3,2	1 990
	CD 1030RC	x 2	16		100	0,006	20 à 20 000 Hz			●	●	440 x 91 x 290	4,5	1 990
HARMAN KARDON	HD 7300	x 4	18	96	100	0,009	4 à 20 000 Hz (+ 0/– 1,5 dB)	88	36			443 x 103 x 356	5	2 950
	HD 7400	x 4	18	96	100	0,009	4 à 20 000 Hz (+ 0/– 1,5 dB)	88	36	●		443 x 103 x 356	5	3 350
	HD 7500		1	98	106	0,003	4 à 20 000 Hz (+ 0/– 0,5 dB)	93	30	●	●	443 x 103 x 356	5,4	3 990
	HD 7600		1	98	106	0,003	4 à 20 000 Hz (+ 0/– 0,5 dB)	93	30	●	●	443 x 103 x 356	6	4 990
JVC	XL-Z1010 TN	x 8	18	99	108	0,003	2 à 20 000 Hz	102	20	●	●	475 x 115 x 375	7,4	5 990
	XL-Z555 BK	x 4	18	97	100	0,0035	2 à 20 000 Hz	92	32	●	●	475 x 115 x 299	5,7	3 990
	XL-Z411 BK	x 4	18	97	104	0,0035	2 à 20 000 Hz	95	20	●	●	435 x 101 x 290	3,8	2 490

MARQUE	TYPE	Fréquence d'échantillonnage	Convertisseur N/A (bits)	Dynamique (dB)	Rapport signal/bruit (dB)	Distorsion harmonique %	Réponse en fréquence (Hz)	Séparation stéréo (dB)	Programmation	Télécommande	Prise casque	Dimensions L x H x P (mm)	Poids (kg)	Prix (F)
JVC (suite)	XL-V311 BK	x 4	18	96	100	0,004	2 à 20 000 Hz	90	20	●	●	435 x 92 x 290	3,6	1 990
	XL-V211 BK	x 4	18	96	100	0,004	2 à 20 000 Hz	90	20		●	435 x 92 x 290	3,6	1 690
	XL-M701 BK changeur 6 disques	x 4	18	96	100	0,004	2 à 20 000 Hz	90	32	●	●	435 x 158 x 318	N.C.	4 990
	HL-M301 BK changeur 6 disques	x 4	18	96	100	0,004	2 à 20 000 Hz	90	32			435 x 126 x 319	5,5	2 790
	XL-ME91 BK changeur 6 disques	x 2	16	95	100	0,05	2 à 20 000 Hz	90	32			360 x 123 x 381	N.C.	2 990
	XL-E51 BK	x 4	18	96	100	0,004	2 à 20 000 Hz	90	32			360 x 111 x 290	3,5	1 790
	XL-E31 BK	x 2	18	96	100	0,005	5 à 20 000 Hz	90	32			360 x 111 x 290	3,5	1 690
	XL-E300 BK	x 2	16	95	98	0,004	5 à 20 000 Hz	90	32			360 x 98 x 291	3,6	1 690
	XL-611 BK	x 4	18	98	106	0,0035	2 à 20 000 Hz	102	20	●	●	475 x 115 x 375	7,4	3 990
KENWOOD	DP 730	x 8	16	95	96	0,01	5 à 20 000 Hz (± 0,2 dB)	96	20	●		360 x 107 x 352	3,9	1 990
	DP 1510	x 4	16		100	0,008	10 à 20 000 Hz (± 1 dB)	96	20		●	440 x 108 x 262	3,8	1 750
	DP 2010	x 4	16		100	0,008	10 à 20 000 Hz (± 1 dB)	96	20	●	●	440 x 108 x 262	3,8	1 950
	DP 3010	x 8	16		100	0,007	10 à 20 000 Hz (± 1 dB)	96	20	●	●	440 x 108 x 262	3,8	2 390
	DP 5010	x 8	16		104	0,003	4 à 20 000 Hz (± 1 dB)	102	20	●	●	440 x 107 x 311	5,4	2 990
	DP 7010	x 8	18		108	0,002	4 à 20 000 Hz	106	20	●	●	440 x 111 x 311	5,9	3 990
	DP 8010	x 8	18		112	0,0015	4 à 20 000 Hz	110	20	●	●	440 x 121 x 361	9,6	4 990
	DP-X 9010											440 x 132 x 361	10	7 990
LUXMAN	DZ 92	x 4	16	95	102	0,07	5 à 20 000 Hz (± 0,6 dB)	95	20	●		438 x 85 x 311	4,1	2 490
	DZ 111	x 4	16	93	105	0,06	5 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	95	32	●	●	438 x 85 x 314	4,2	2 720
	DZ 112	x 8	18	97	105	0,05	5 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	96	32	●	●	438 x 85 x 314	4,8	3 505
	D 103 u	x 8	18	89	105	0,05	5 à 20 000 Hz (± 1 dB)	89	32	●	●	438 x 145 x 320	6,5	6 690
	D 105 u	x 8	18	89	105	0,05	5 à 20 000 Hz (± 1 dB)	89	32	●	●	438 x 145 x 320	8,5	7 310
	DD 113 platine lectrice								16	●		438 x 85 x 314	4,4	3 795
MARANTZ	CD 40	x 4	16	96	100	< 0,003		96		●	●			1 990
	CD 50	x 4	16	96	100	< 0,003		96		●	●			2 750
	CD 60	x 4	16	96	100	< 0,003		96		●	●			3 490
	CD 80	x 4	16	96	100	< 0,003		100		●	●			6 990
	CD 94 II	x 4	16	96	100	< 0,002		100		●	●			9 900
	CD 12	x 4	16	96	100	< 0,002		100		●	●			30 000
	CV 55	x 4	16	96	100	< 0,003		96		●	●			5 990
MITSUSBISHI	DP 805 R		16	90		0,004	5 à 20 000 Hz		36	●				2 140
NAD	5100	x 4	16	95	106	0,004	5 à 20 000 Hz (+ 0/– 0,2 dB)	100	29	●	●	435 x 84 x 308	4,8	6 820
	5300	x 4	16	98	111	0,002	5 à 20 000 Hz (+ 0/– 0,5 dB)	103	29	●	●	435 x 84 x 308	4,9	9 250
	5170 changeur 6 disques	x 4	16	94	103	0,006	5 à 20000 Hz (+0,1/–0,3 dB)	90	32	●	●	435 x 110 x 370	7,4	7 950
	5325	x 4	18	94	112	0,025	5 à 20 000 Hz (+ 0/– 0,5 dB)	100	20			420 x 87 x 225	3	3 425
	5340	x 8	18	98	104	0,004	5 à 20 000 Hz (± 0,1 dB)	100	32			420 x 85 x 320	3,5	6 125
NIKKO	CD 400	x 2	16	100	90	0,01	5 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	80	16	●	●	442 x 86 x 290	3,5	2 390
ONKYO	DX 1600	x 4	16	88	100	0,05	2 à 20 000 Hz	92	●		●	435 x 98,5 x 340	4,5	2 450
	DX 1700	x 8	16	96	100	0,004	5 à 20 000 Hz	90	20	●	●	435 x 119 x 312	4,7	2 990
	DX 2700	x 8	16	96	100	0,004	5 à 20 000 Hz	90	20	●	●	435 x 119 x 312	4,8	3 490

PANORAMA

LES LECTEURS DE DISQUES COMPACTS

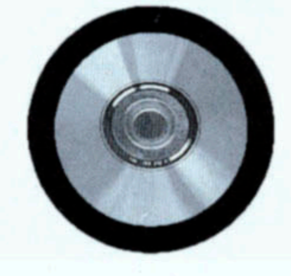
MARQUE	TYPE	Fréquence d'échantillonnage	Convertisseur N/A (bits)	Dynamique (dB)	Rapport signal/bruit (dB)	Distorsion harmonique %	Réponse en fréquence (Hz)	Séparation stéréo (dB)	Programmation	Télécommande	Prise casque	Dimensions L x H x P (mm)	Poids (kg)	Prix (F)
ONKYO (suite)	DX 3700	x 8	18	98	106	0,003	5 à 20 000 Hz	100	20	●	●	435 x 118 x 312	4,8	3 990
	DX 5700	x 8	18	100	110	0,003	5 à 20 000 Hz	103	20	●	●	435 x 131 x 365	8,2	5 490
	DX 7500	x 8	18	103	108	0,0015	2 à 20 000 Hz	103	20	●	●	435 x 131 x 365	8,8	7 800
	DX G 10	x 8	18							●				29 500
	C 200	x 4	16	93	100	0,003	2 à 20 000 Hz	96	●	●		435 x 87 x 332	5	4 700
PHILIPS	CD 210	x 4	16	90	100	0,015	2 à 20 000 Hz (± 0,02 dB)	100	20			360 x 90 x 300	3,5	1 490
	CD 600	x 4	16	90	100	0,015	2 à 20 000 Hz (± 0,02 dB)	100	20		●	420 x 90 x 280	3,8	1 590
	CD 610	x 4	16	90	100	0,015	2 à 20 000 Hz (± 0,02 dB)	100	20	●	●	420 x 90 x 280	3,8	1 890
	CD 620	x 4	16	96	105	0,0025	2 à 20 000 Hz (± 0,02 dB)	105	20	●	●	420 x 90 x 280	3,8	2 290
	CD 630	x 4	16	96	110	0,0025	2 à 20 000 Hz (± 0,02 dB)	110	20	●	●	420 x 90 x 280	4	2 690
	CDC 586 changeur 6 disques	x 4	16	100	100	0,0025	2 à 20 000 Hz (± 0,01 dB)	100	30	●	●	420 x 100 x 280	5,5	2 590
PIONEER	PD 4300	x 4	16	90	102		4 à 20 000 Hz (+ 0,5/– 1 dB)	95	20			420 x 90 x 324	3,8	1 990
	PD 4350	x 4	16	90	102		4 à 20 000 Hz (+ 0,5/– 1 dB)	95	20	●		420 x 90 x 324	3,8	2 190
	PD 5300	x 8	18	95	104	0,005	4 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	98	24	●	●	420 x 98 x 325	4	2 590
	PD 6300	x 8	18	96	104	0,0035	4 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	100	24	●	●	420 x 98 x 324	4,1	2 990
	PD 7300	x 8	18	98	110	0,0025	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	106	24	●	●	420 x 123 x 320	6	3 990
	PD 9300	x 8	18	99	112	0,002	2 à 20 000 Hz (± 0,3 dB)	108	24	●	●	420 x 127 x 320	8,5	6 490
	PD 91	x 8	18	99	114	0,0015	2 à 20 000 Hz (± 0,3 dB)	109	24	●	●	458 x 129 x 425	11,7	9 990
	PD-T 303 double tiroir	x 4	16	90	102		4 à 20 000 Hz (+ 0,5/– 1 dB)	95	24			420 x 90 x 324	4,1	2 290
	PD-M 410 changeur 6 disques	x 4	16	90	102		4 à 20 000 Hz (+ 0,5/– 1 dB)	94	32			420 x 90 x 325	4,9	2 790
	PD-M 610 changeur 6 disques	x 8	18	95	104	0,005	4 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	98	32	●	●	420 x 100 x 326	5,1	3 190
	PD-M 710 changeur 6 disques	x 8	18	97	110	0,0025	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	105	40	●	●	420 x 109 x 327	5,5	4 490
RADIOLA	CDC 486	x 4	16	90	95	0,016	20 à 20 000 Hz (± 0,1 dB)	100	20	●	●	420 x 90 x 300	4,9	2 790
	TK 619	x 4	16						20			360 x 80 x 350		1 590
	TK 689	x 4	16						20			420 x 80 x 350		1 790
SABA	DAD 9771 M		16	90	90	0,025	16 à 20 000 Hz	85	20		●	335 x 70 x 290	3,3	936
	DAD 9772 TM			96	100	0,006	20 à 20 000 Hz	82	20	●	●	335 x 70 x 290	3,3	1 056
	DAD 800			96	100	0,006	20 à 20 000 Hz	82	20			355 x 70 x 290	3,3	1 147
SANSUI	CDX-105	2	16	98	105	0,02	9 Hz à 20 kHz	98	20	●		430 x 85 x 280	3,5	2 150
	CDX-311	32	1	95	100	0,006	4 Hz à 20 kHz	95	20	●	●	430 x 100 x 300	4,2	3 190
	CDX-711	32	1	98	103	0,003	DC à 20 kHz	98	20	●	●	430 x 127 x 397	10	7 980
	CDX-510 M changeur	2	16	95	100	0,03	5 Hz à 20 kHz	95	30	●	●	430 x 145 x 320	7,5	4 290
SHARP	DX 150 H		16	90		0,05	5 à 20 000 Hz	80	●			330 x 80 x 297	2,9	1 390
	DX-R 750 H		16	90		0,05	5 à 20 000 Hz	80	●	●		430 x 80 x 297	3,3	N.C.
	DX-C 6000 H changeur 6 disques		16	93		0,05	5 à 20 000 Hz	90	●	●	●	430 x 113 x 319	6,5	N.C.
SONY	CDP-X7 ESD	x 8	45	100	115	0,0015	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	110	20	●	●	470 x 125 x 375	17	14 990
	CDP-338 ESD	x 8	45	100	113	0,0022	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	110	20	●	●	470 x 125 x 375	12,5	6 990
	CDP-228 ESD	x 8	45	100	110	0,0025	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	105	20	●	●	430 x 120 x 340	6,2	4 490

PANORAMA

LES LECTEURS DE DISQUES COMPACTS

MARQUE	TYPE	Fréquence d'échantillonnage	Convertisseur N/A (bits)	Dynamique (dB)	Rapport signal/bruit (dB)	Distorsion harmonique %	Réponse en fréquence (Hz)	Séparation stéréo (dB)	Programmation	Télécommande	Prise casque	Dimensions L x H x P (mm)	Poids (kg)	Prix (F)
SONY (suite)	CDP-970	x 8	45	97	110	0,003	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	100	20	●	●	430 x 115 x 340	5	2 990
	CDP-770	x 8	18	95	102	0,003	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	98	20	●	●	430 x 95 x 275	3,6	2 297
	CDP-670	x 8	18	93	100	0,008	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	95	20	●	●	430 x 95 x 275	3,5	1 990
	CDP-470	x 4	16	90	100	0,09	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	95	20	●	●	430 x 95 x 275	3,5	1 790
	CDP-270	x 4	16	90	100	0,09	20 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	95	20		●	430 x 95 x 275	3,5	1 490
	CDP-M 97	x 8	18	95	104	0,003	20 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	100	20	●	●	355 x 95 x 310	3,7	2 490
	CDP-M 77	x 8	18	95	102	0,003	20 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	98	20	●	●	355 x 93 x 310	3,5	2 190
	CDP-M 47	x 4	16	90	100	0,09	2 à 20 000 Hz (± 5 dB)	95	20	●	●	355 x 80 x 275	3	1 790
	CDP-M 27	x 4	16	90	100	0,09	2 à 20 000 Hz (± 5 dB)	95	20		●	355 x 80 x 275	3	1 490
	CDP-C 500 M changeur 5 disques	x 4	16	90	100	0,05	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	95	N.C.	●	●	355 x 105 x 385	5,1	2 490
	CDP-C 700 changeur 5 disques	x 8	18	95	105	0,004	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	98	N.C.	●	●	430 x 125 x 385	5,5	2 790
	CDP-C 900 changeur 10 disques	x 8	18	95	105	0,004	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	98	N.C.	●	●	430 x 115 x 370	6,5	3 990
TEAC	PD-700 M changeur 6 disques	x 4	16	90	93	0,01	2 à 20 000 Hz (± 1 dB)	85	132	●		435 x 101 x 332	5,2	3 225
	PD-155		16	92	90	0,005	5 à 20 000 Hz (± 1 dB)	80	16			435 x 90 x 290	3,5	N.C.
	PD-165	x 2	16	92	90	0,005	5 à 20 000 Hz (± 1 dB)	80	16			435 x 90 x 290	3,5	1 650
	PD-265	x 4	16	92	90	0,005	5 à 20 000 Hz (± 1 dB)	80	16	●		435 x 90 x 290	3,5	N.C.
	PD-170	x 4	16	92	105	0,005	5 à 20 000 Hz (± 1 dB)	85	16			435 x 90 x 290	3,5	N.C.
	PD-445	x 4	16	96	96	0,007	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	95	20	●		435 x 88 x 284	3,8	2 245
	PD-480	x 8	18	95	102	0,003	2 à 20 000 Hz (± 0,3 dB)	95	20	●	●	435 x 89 x 284	3,8	3 375
	CDP-400	x 8	18	97	105	0,002	1 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	100	20	●	●	435 x 119 x 290	5	3 875
	CD-Z 500	x 8	18	100	110	0,002	1 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)	100	20	●	●	435 x 119 x 290	5	4 875
TECHNICS	SL-P 999	x 8	20	100	113	0,0013	2 à 20 000 Hz (± 0,3 dB)		32	●	●	430 x 126,5 x 338	6	6 900
	SL-P 777	x 4	18	98	112	0,0015	2 à 20 000 Hz (± 0,3 dB)		32	●	●	430 x 126,5 x 338	6	4 990
	SL-P 555	x 4	18	98	100	0,002	2 à 20 000 Hz (± 0,3 dB)		32	●	●	430 x 116 x 333	5,2	3 690
	SL-P 333	x 4	18	96	96	0,003	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)		20	●	●	430 x 92 x 278	3,6	2 990
	SL-P 212 A	x 4	18	96	96	0,003	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)		20	●	●	430 x 92 x 274	3,6	1 990
	SL-P 202 A	x 4	18	96	96	0,003	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)		20	●		430 x 92 x 274	3,6	1 690
	SL-P 222 A	x 4	18	96	96	0,003	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)		20	●	●	430 x 92 x 278	3,6	2 490
	SL-PJ 46 A	x 4	18	96	96	0,003	2 à 20 000 Hz (± 0,3 dB)		20	●	●	360 x 96 x 291	3,6	2 690
	SL-PJ 26 A	x 4	18	96	96	0,003	2 à 20 000 Hé (± 0,5 dB)		20	●		360 x 96 x 291	3,4	1 690
3,9	SL-PC 20 changeur 5 disques	x 4	16	94	96	0,05	2 à 20 000 Hz (± 1 dB) 3 290		20	●			430 x	96 x 362
	SL-P 1200 (Pro)		16	96	106	0,0012	4 à 20 000 Hz (± 0,1 dB)	106	20		●	430 x 168 x 380	14,5	
THOMSON	LAD 300		16	96	100	0,006	20 à 20 000 Hz	82	20		●	355 x 70 x 290	3,3	1 190
	LAD 358		16	96	100	0,006	20 à 20 000 Hz	82	20	●		355 x 70 x 290	3,3	1 490
	LAD 380		16	96	100	0,006	20 à 20 000 Hz	82	20	●	●	355 x 70 x 290	3,3	1 290
YAMAHA	CDX 630 E	x 4	16	95	102	0,003	2 à 20 000 Hz (± 0,5 dB)		20	●	●	430 x 100 x 340	4,7	2 690
	CDX 710 RS	x 8		100	106	0,005	2 à 20 000 Hz (± 0,3 dB)		24	●	●	435 x 103 x 352	5,5	3 290
	CDX 810 RS	x 8		100	106	0,003	2 à 20 000 Hz (± 0,3 dB)		24	●	●	435 x 107 x 347	5,5	3 990
	CDX 910 RS	x 8		100	118	0,003	2 à 20 000 Hz (± 0,3 dB)		24	●	●	435 x 107 x 347	7,5	4 990
	CDX 1110 RS	x 8		100	118	0,002	2 à 20 000 Hz (± 0,3 dB)		24	●	●	435 x 120 x 418	14,2	7 990
	CDX 820	x 4	18	100	106	0,003	2 à 20 000 Hz (± 0,3 dB)		24	●	●	435 x 106 x 357	6,5	4 490

COMMENT CHOISIR SON LECTEUR DE DISQUES COMPACTS



Ayant aujourd'hui acquis leurs lettres de noblesse, les lecteurs de disques compacts font partie intégrante du monde de l'audio. Compte tenu de leurs remarquables performances, ils sont devenus l'un des maillons « clés » de toute installation Hi-Fi digne de ce nom.

Qui plus est, leur domaine s'étend maintenant de l'autoradio aux radiocassettes, en passant par les appareils portables. Mais avec, dans ces dernières utilisations, des fortunes diverses, il faut le reconnaître, dues notamment à des conditions d'emploi souvent peu favorables.

En ce qui concerne les modèles « de salon » qui nous intéressent plus particulièrement, l'agressivité du milieu ambiant est heureusement moins prononcée et ne vient troubler que fort peu le fonctionnement de ces appareils. Néanmoins le choix de ces derniers doit être effectué en tenant aussi bien compte de leur comportement en présence de conditions de lecture difficiles que de leur qualité de restitution sonore ou de leur agrément d'utilisation. Toutes choses qui sont développées ci-après.

MONO OU TRI-FAISCEAUX ?

A n'en pas douter, le point sensible de tous les lecteurs de disques compacts se situe au niveau de l'ensemble optique d'exploitation du faisceau laser.

A ce stade, deux techniques s'affrontent, la première – et la plus ancienne – mettant en œuvre des « têtes » de lecture monofaisceau, la seconde ayant recours à des « têtes » de lecture trifaisceau.

L'une et l'autre sont du reste caractérisées par une qualité de lecture du message audio-numérique en tous points comparable. Mais elles présentent des différences sensibles en ce qui concerne l'aptitude du système à compenser notamment les erreurs de « tracking ». Erreurs dues principalement aux dommages mécaniques causés à la pellicule protectrice transparente des « CD ».

Celle-ci, rappelons-le, lorsqu'elle est rayée en profondeur ou comporte d'importantes traces de doigts, des dépôts de poussières, ou des traces d'humidité, vient fortement influencer la réflexion du faisceau laser effectuée par la surface métallisée des disques compacts. D'où la création de perturbations de lecture, que se doivent de compenser les circuits correcteurs d'erreurs des « CD ».

Aussi est-ce à ce stade qu'apparaissent les différences essentielles entre les ensembles optiques mono et trifaisceau, les derniers nommés affichant d'ordinaire un comportement plus satisfaisant que les systèmes monofaisceau.

Ce qui s'explique notamment par le fait que les options trifaisceaux mettent en œuvre une électronique d'asservissement relativement simple, quoique fort efficace, car de type analogique. A l'inverse, les optiques monofaisceau ayant recours à un asservissement de type numérique passablement complexe à mettre en œuvre, sont sensiblement moins performantes, car plus lentes à réagir.

Avec pour principale conséquence une moins bonne exploitation des codes de correction d'erreurs incorporés dans le message numérique, qui sont destinés à annuler les effets perturbateurs de certaines pertes d'informations.

UN TEST DE BASE

Vu l'importance que revêt le bon fonctionnement des circuits de correction d'erreur d'un lecteur de disques compacts, on a tout intérêt, au moment du choix, à vérifier l'aptitude de ce dernier à remplir son rôle.

A cet effet, il existe des disques tests comportant des zones de masquage plus ou moins importantes destinées à simuler les défauts évoqués ci-dessus. En pratique, toutefois, ces plages de simulation n'ont qu'une valeur toute relative et ne permettent guère de prendre les systèmes correcteurs en défaut. Cela pour la simple raison que les zones de masquage utilisées sont répétitives et non aléatoires, ce qui favorise grandement l'action de ces circuits de correction.

C'est pourquoi il est de loin préférable de s'en remettre à la lecture d'un disque compact malencontreusement rayé et identifié comme non accepté par un lecteur donné. Ou, plus

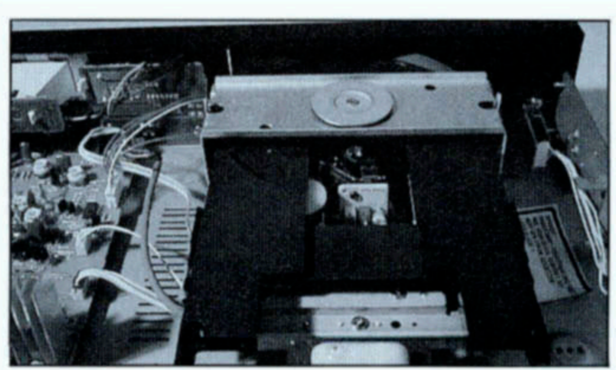
simple encore, de recourir à la méthode dite du « pouce mouillé ». Une intervention à la portée de tout un chacun et pouvant s'effectuer, sans aucun danger, sur n'importe quel disque compact.
Comme son nom l'indique, la méthode du « pouce mouillé » consiste à humecter légèrement le pouce d'une main et à déposer l'empreinte de ce dernier au niveau de la piste de départ du disque compact. C'est-à-dire à proximité du trou de centrage, étant donné que les disques compacts se lisent du centre vers l'extérieur, le début de gravure s'identifiant aisément après l'espace de garde.
Si le lecteur est pourvu d'un dispositif de correction d'erreur efficace – ce qui est généralement le cas des systèmes trifaisceau –, il ne se passera rien de particulier, l'affichage de la durée de l'enregistrement, suivi de la lecture du disque compact, s'effectuant normalement.
Dans le cas contraire, et selon les appareils, ou bien cet affichage ne se fera pas, demeurant à zéro, ou bien le lecteur s'arrêtera, ou encore le disque sera rejeté. Inutile dans ce cas d'insister : tout au plus pourra-t-on essuyer avec un chiffon sec – et non pelucheux – la zone d'empreinte pour vérifier que tout rentre dans l'ordre.



Un affichage très complet, réalisé grâce à la technique des tubes fluorescents, permet de tout visualiser. Il voisine avec une commande de recherche accélérée à bouton rotatif, sur ce modèle.

RESISTANCE AUX CHOCS ET VIBRATIONS

Si les dommages mécaniques infligés à la pellicule protectrice transparente des disques compacts constituent la principale source d'erreurs de « tracking », on ne doit pas pour autant en ignorer les causes secondaires que constituent les chocs et vibrations parasites et qui, elles aussi, peuvent venir altérer de façon significative le message audio reproduit.
Certes, ces agents d'agression concernent plus particulièrement les lecteurs de « CD » portables ou intégrés aux autoradios et aux radiocassettes, mais ils doivent également être pris en compte pour juger des possibilités des modèles de salon et notamment de l'efficacité des circuits d'asservissement.
Ainsi, une simple chiquenaude ne doit pas interrompre la lecture d'un disque en cours. En revanche, un choc plus important ou le déplacement latéral d'un appareil en cours de lecture peut se traduire par une interruption brève du message sonore restitué.
Normalement, la lecture doit reprendre au point précis où l'arrêt s'est produit ou, éventuellement, être très légèrement décalée. Si l'appareil s'arrête définitivement, il y a tout lieu de penser – si le choc est mesuré – que le système d'asservissement est un peu « léger ».
Ce qui risque d'avoir des répercussions fâcheuses sur la qualité globale de l'écoute notamment si le châssis du lecteur de disques compacts est insuffisamment suspendu. En pareil cas les vibrations retransmises à ce dernier, sous l'effet des pointes de modulation du message audio émanant des enceintes acoustiques, peuvent en effet venir perturber l'écoute.
Sans atteindre l'ampleur d'un « larsen » acoustique, souvent constaté par le passé avec un tourne-disques trop proche des enceintes, on peut en effet récolter une modulation parasite gênante. D'où l'importance qu'il convient d'apporter aux dispositifs de suspension et d'amortissement, de même qu'à la rigidité des châssis, davantage satisfaisante lorsque ces derniers sont métalliques.


Un mécanisme simple et performant, réalisé en moulage synthétique armé de fibres.

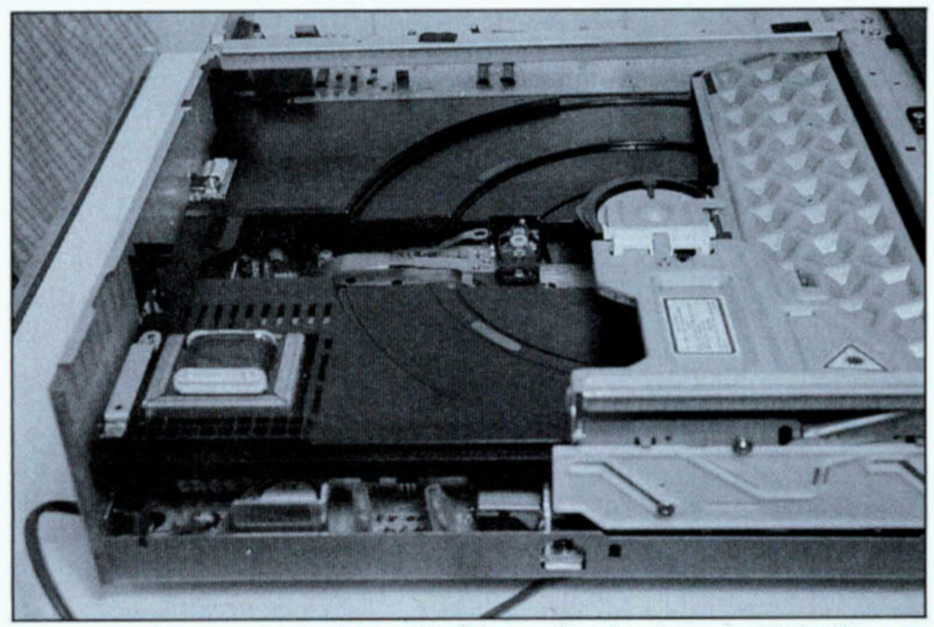
LA CONVERSION NUMERIQUE/ ANALOGIQUE

Le passage des signaux numériques, caractéristiques des disques compacts, à leur équivalence analogique est une étape délicate entre toutes. En effet, celle-ci porte sur le filtrage du signal d'échantillonnage (44,1 kHz) et de ses harmoniques, qui doivent être atténués d'au moins 50 dB par rapport à la bande de fréquences (20-20 000 Hz) des signaux audio.
Pour y parvenir, une des méthodes les plus employées consiste à procéder au suréchantillonnage, opération multipliant par un facteur (en général de 4) la fréquence d'échantillonnage d'origine.

Dans l'exemple choisi, on passe de la sorte de 44,1 kHz à 176,4 kHz, d'où une amélioration du « lissage » des signaux en « marches d'escalier », recueillis en sortie des convertisseurs numérique/analogique, signaux qui reproduisent approximativement l'enveloppe des signaux analogiques restitués, et qui, sans cette opération, seraient beaucoup plus difficiles à filtrer. Ce qui explique que certains appareils « haut de gamme » fassent appel à un suréchantillonnage de huit fois la fréquence de base, gagnant ainsi à la fois sur la précision des signaux audio analogiques et sur le bruit de quantification réparti dans une bande de fréquences encore plus étendue. D'où un meilleur rapport signal/bruit final.

Pour ces mêmes raisons, les convertisseurs à 16 bits cèdent le pas, sur les lecteurs les plus sophistiqués, à des modèles 18 bits. En effet, il faut se souvenir que tout signal quantifié – c'est-à-dire ayant subi un traitement numérique – est assorti d'un bruit résultant de sa conversion en un signal analogique.

Bruit qui est dû aux erreurs consécutives à son découpage en un certain nombre de paliers, et qui est d'autant plus faible que le nombre de ces paliers – lui-même fonction de la quantité de bits – est élevé. D'où la vogue, dans les matériels « top niveau », des convertisseurs 18 bits (réels) et même 20 bits (virtuels), le « fin du fin » étant d'ailleurs de disposer de deux convertisseurs numérique/analogique séparés pour éviter tout risque de diaphonie entre voies.



Les mécanismes peuvent être plus ou moins évolués ; en outre, dans le cas de celui des changeurs de disques, les plus beaux sont certainement ceux des lecteurs CD-vidéo.

SORTIE NUMERIQUE DIRECTE

Avec la vogue croissante des amplificateurs dotés d'entrées numériques – généralement conçues pour le branchement d'une liaison par fibre optique – et disposant donc de convertisseurs numérique/analogique et de circuits de filtrage numérique similaires à ceux utilisés sur les lecteurs de disques compacts, la sélection de ces derniers doit être opérée différemment.

En effet, en pareille hypothèse, il n'est ni logique ni rationnel de se procurer un lecteur comportant les mêmes équipements, aboutissant à une redondance aussi inutile qu'onéreuse.

En conséquence, il convient alors d'orienter son choix – si tenté que l'on soit de pouvoir disposer d'un amplificateur à entrée numérique – vers un lecteur dépourvu de convertisseur. Et qui sera donc équipé d'une sortie numérique pour fibre optique, ce mode de liaison étant presque toujours préféré à un raccordement de type coaxial, moins performant en ce qui concerne l'acheminement des signaux numériques.

Ce qui a été dit à propos des lecteurs s'applique évidemment aux circuits de traitement des signaux intégrés à l'amplificateur. Ainsi, on s'assurera que l'appareil comporte, autant que faire se peut, un double convertisseur numérique/analogique, à 16 bits – ou mieux, 18 bits – à quadruple, voire octuple, fréquence d'échantillonnage. Cela afin de disposer d'un niveau de bruit résiduel aussi faible que possible et d'un « lissage » optimal des signaux audio analogiques reconstitués.

Le choix d'un amplificateur pourvu de circuits de traitement des signaux numériques présente du reste un autre intérêt. En effet, certaines réalisations existent qui permettent une compatibilité avec toutes les sources audio-numériques : CD, DAT et satellites.

Ce qui est obtenu grâce à la commutation automatique des circuits de l'appareil sur les fréquences d'échantillonnage à 44,1 kHz, 32 kHz ou 48 kHz rencontrées en pratique.

LES « PLUS » TECHNIQUES ET LES « GADGETS »

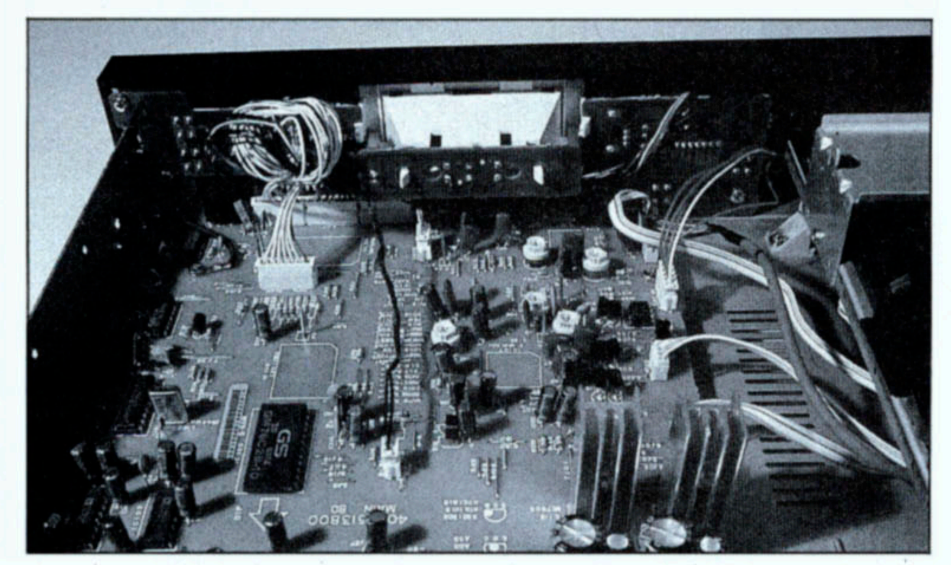
Au plan de l'agrément comme à celui de l'utilisation, un certain nombre de « plus » tendent à faciliter le maniement et à étendre les possibilités des lecteurs de disques compacts.

Eléments indiscutables de confort, les télécommandes à infrarouges régissant les diverses fonctions de ces appareils sont très appréciées. Surtout quand elles sont communes aux autres composants d'une chaîne Hi-Fi, qui doivent alors obligatoirement être de la même marque et conçus en vue de cette compatibilité.

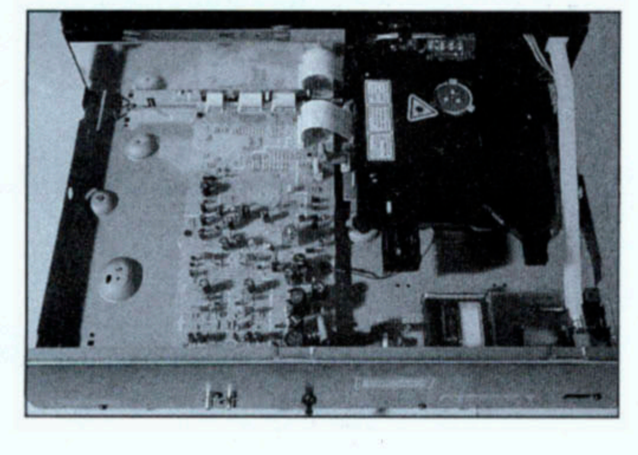
En fait, sur les lecteurs de CD d'un certain niveau, la formule de la télécommande est presque toujours retenue. En tout cas, elle doit entrer en ligne de compte au moment du choix, vu son extrême commodité.

De ce point de vue, l'accès direct à une plage déterminée, par entrée du numéro correspondant, à l'aide du clavier de commande, est un atout que l'on ne doit pas négliger car autrement plus pratique et rapide que le banal appel séquentiel.

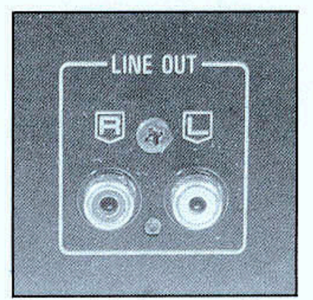
Dans le même ordre d'idées, l'affichage du temps total restant et du temps restant sur la



▲ *Une électronique classique, d'origine coréenne (marque GS). Au fond, l'éclairage arrière de l'afficheur LCD. Au premier plan, à gauche, les convertisseurs N/A et le filtre numérique. Ces composants font 90 % de la qualité sonore.*



Une électronique très moderne : sa surface est réduite de moitié par rapport à celle des modèles antérieurs. Les circuits intégrés sont soudés de l'autre côté de la carte. Il s'agit d'un lecteur CD utilisant la technique à un bit.



L'essentiel des connexions : les sorties lignes, et, parfois, une sortie au format numérique destinée à alimenter un convertisseur externe. Une solution d'exploitation luxueuse encore aujourd'hui, mais qui sera vraiment utile dans le futur.

plage lue peut s'avérer fort utile lorsque l'on procède à une copie sur magnétophone à cassettes. Même remarque pour ce qui est du temps total de programmation, comptabilisé par les circuits du lecteur, et qui permet de savoir à tout moment la durée globale des plages enregistrées.

Certains appareils vont d'ailleurs encore plus loin dans ce domaine.

Il en est ainsi de ceux qui bénéficient d'un système d'assistance (« Edit ») permettant par exemple de programmer l'ordre d'enregistrement des plages sélectionnées sur un disque compact, de façon à assurer l'occupation optimale des deux faces d'une cassette de durée déterminée.

A ne pas négliger non plus la fonction « Synchro », conçue généralement à partir d'une liaison par « Bus » reliant entre eux le lecteur de disques compacts et le magnétophone à cassettes d'une même marque, et qui permet le déclenchement automatique, et synchronisé, du lecteur et du magnétophone positionné en mode enregistrement.

Au rang de ce que l'on peut considérer comme des « gadgets » figurent certaines possibilités ou fonctions qui viennent souvent grever inutilement le prix d'achat d'un lecteur.

Citons, entre autres, la recherche aléatoire de séquences ; la répétition d'une plage musicale dont on détermine les points de début et de fin ; le balayage automatique pendant quelques secondes des plages de lecture, ou encore la pause systématique après chacune de celles-ci, etc.

En revanche la possibilité de lire, sans adaptateur, les « mini » disques de 8 cm est fort intéressante.

Tout comme la présence de deux tiroirs doublant la capacité de lecture. Toutefois, pour qui veut procéder à de longs moments d'écoute ininterrompue, le recours à un appareil acceptant des chargeurs de disques compacts (six, en général) s'avère beaucoup plus satisfaisant.

A condition toutefois que la programmation assortie puisse porter sur un nombre suffisant de plages mémorisables (de 24 à 32 en moyenne).

Bien évidemment, certaines fonctions se doivent d'être absolument présentes.

Il s'agit notamment du mode de répétition du disque tout entier, ou d'une plage de celui-ci.

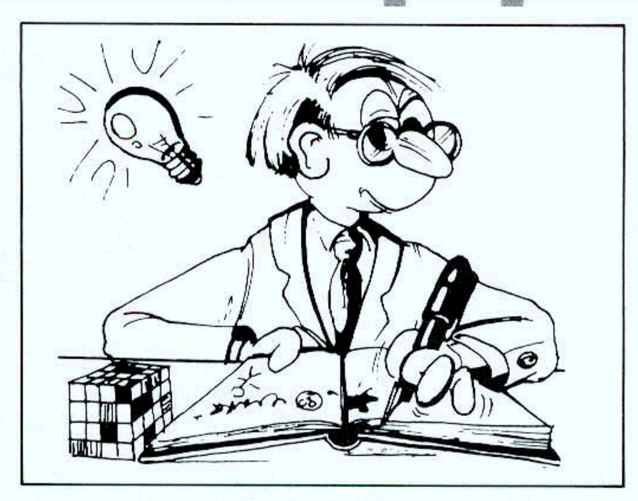
La recherche rapide sonore, avant et arrière (Search), ou le saut de plage (Skip) sont également des plus souhaitables afin de pouvoir repérer aisément un passage déterminé ou parvenir sans délai au morceau suivant.

A noter enfin que, bien que n'étant pas indispensable, la présence d'une prise pour casque d'écoute peut rendre de grands services, par exemple dans la phase de contrôle d'une programmation. Ou, plus simplement, si l'on désire emmener avec soi son lecteur en week-end, sans pour autant se voir contraint à déménager toute son installation Hi-Fi. Mais alors l'idéal est que le lecteur soit équipé d'une commande de gain afin d'adapter le niveau d'écoute aux caractéristiques, et notamment la dynamique, des disques lus.

C.D.

HUMEUR

Les libres propos d'un électronicien



« L'ORDINATEUR EST EN PANNE ! »

Il arrive, de plus en plus souvent, qu'une administration ou un grand service privé vous réponde qu'il ne peut pas établir votre dossier, vous donner le papier nécessaire, prendre votre commande... parce que « l'ordinateur est en panne ».

Cette curieuse remarque a le don de me mettre « en boule », au point que je suis souvent tenté de proférer des paroles regrettables à l'égard de celui qui vient d'énoncer cette ânerie. Je ne le fais pas, mais la tentation est grande.

Elle appartient exactement à la même catégorie de monstruosités que cette autre phrase, elle aussi bien trop entendue : « Cela va prendre un certain temps, vous savez, parce que, maintenant, tout est « mis sur informatique » dans nos services. »

Passons sur le terme curieux de « mettre sur informatique ». Il n'en reste pas moins que, si l'on a introduit un ordinateur dans la gestion des papiers d'une société (et quelquefois d'une administration), on fait tout pour vous dire qu'il en résulte une augmentation des délais.

C'est l'évidence même. Quand il faut, à un ordinateur, d'interminables millisecondes pour retrouver un fichier dans une disquette ou un disque dur, il faut à peine quelques petites heures à un employé pour en faire autant. Pour loger toute la comptabilité d'une entreprise, les méthodes informatiques nécessitent le volume effarant d'une boîte de disquettes, alors que quelques dizaines de mètres cubes de papier en font autant.

J'attends avec confiance le moment où quelqu'un me dira : « Ces textes, autrefois, étaient tapés à la machine, mais, maintenant que nous utilisons le traitement de texte, c'est bien plus long, surtout pour les corrections. »

Un auteur a dit que « nous entrions dans le futur à reculons », et je trouve qu'il a parfaitement raison. Quand on pense que les moyens modernes de traitement et de stockage de l'information permettent des performances extraordinaires, on est atterré de voir à quel point ces possibilités sont méconnues (ou niées) par trop de nos contemporains.

L'ordinateur en panne ? Balivernes. Dans 99 % des cas, c'est l'utilisateur de l'ordinateur qui est « en panne » (en admettant qu'il ait été, ne fût-ce qu'une fois, « bon pour le service »).

J'ai eu l'occasion de faire des cours de perfectionnement, portant sur la logique et les circuits des ordinateurs, à des groupes de techniciens chargés de la maintenance des ordinateurs d'une grande société de crédit. J'avais affaire à des gens dont le niveau de départ était excellent, et il était très instructif de bavarder un peu avec eux entre les cours.

Comme je leur demandais le type de « panne » qu'ils rencontraient le plus souvent, ils furent unanimes à me répondre : « Dans plus de 50 % des cas, cela vient du fait que l'utilisateur n'a pas branché la fiche de l'ordinateur dans une prise de courant. Dans les autres cas, il est fréquent qu'on nous appelle parce que le soi-disant « informaticien » ne sait pas qu'il faut mettre une disquette dans une certaine fente du lecteur. »

Donc, cela confirma ce que je pensais. Ce ne sont pas les ordinateurs qui sont en panne, ce sont les utilisateurs qui ne savent pas se servir de leur matériel.

Alors, on comprend peut-être un peu mieux la raison qui freine le développement de tant de techniques qui nous seraient tellement utiles. Depuis longtemps, je regrette que les passeports, par exemple, ne soient pas munis d'une piste magnétique, permettant une lecture immédiate et sans faute, que les billets d'avion et les cartes d'embarquement n'aient pas, eux aussi, cette bande brune qui simplifie tellement l'emploi des tickets de métro.

On a tout de même introduit la carte de téléphone, la carte de crédit à « puce », et bien d'autres innovations. Chose curieuse, les usagers les ont acceptées sans protester, ce qui prouve qu'ils sont bien moins « demeurés » qu'on ne voudrait nous le faire croire.

Pour le métro, par exemple, je suis toujours émerveillé qu'on ne nous dise pas plus souvent : « Vous ne pouvez pas utiliser votre ticket parce que l'on a remplacé les employés qui le perforaient par des machines, et celle-là est en panne. » Il peut y avoir des pannes dans les machines, alors, on est « ramené au cas précédent », comme aiment à le dire les mathématiciens, c'est-à-dire à la méthode manuelle. Comme c'est tout à fait exceptionnel, on y gagne, statistiquement parlant, un temps considérable.

Je suis toujours surpris qu'il n'y ait pas un chansonnier qui brode sur ce thème, prenant comme cible le conservatisme de trop de milieux, la résistance acharnée au progrès. On voit si bien le « bureaucrate » d'un autre âge (mais, malheureusement, sévissant actuellement) qui dirait : « Bof, les ordinateurs ! Parlez-moi de la rédaction à la bonne plume Sergent-Major, modèle 1887 modifié 1901, c'est ça qui vous fait des bons papiers, scrogneugneu ! »

Je terminerai tout de même sur une note optimiste : on vient d'annoncer que l'on allait distribuer des cartes de parking à mémoire, à décomptage d'unités, un peu comme les cartes de téléphone. Souhaitons que cette excellente idée ne reste pas dans les dossiers (non informatisés, et poussiéreux). Allons, si nous ne pouvons pas entrer dans l'avenir en « marche avant », ce sera déjà mieux si nous y entrons « en crabe » qu'en « marche arrière ».

J.-P. OEHMICHEN

PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

Un « bobinage »... sans bobine
LE « GYRATEUR »

5e PARTIE

UNE « TENSION NULLE » FORT DANGEREUSE

Certains objecteront peut-être que, si le générateur a une impédance interne de sortie presque nulle, il est inutile d'augmenter, par l'emploi de A_1, l'impédance d'entrée du filtre. Exact, mais... « trop fort n'a jamais manqué ».

L'auteur se souvient d'un jour lointain où il travaillait dans un laboratoire de télévision. Un générateur de « mire télévision » avait été pourvu, en sortie, d'un étage abaisseur d'impédance (un « cathode-follower », lointain ancêtre du « collecteur commun »), car il devait commander un récepteur vidéo par un long « coaxial adapté ». Ce dernier devait donc être commandé par une source ayant une impédance interne de 75 Ω, et chargé, à son autre extrémité, par 75 Ω également.

Or, par suite d'un déplacement du générateur de mire, amené juste à côté du récepteur vidéo, il se trouva que le coaxial fut supprimé. Le récepteur vidéo avait une entrée à haute impédance, qui fut directement reliée à la sortie du générateur en supprimant le résisteur de 75 Ω qui, primitivement, avait servi de « charge adaptée » au coaxial.

Un collègue de l'auteur objecta alors que c'était désastreux : « Mais, alors, l'impédance de sortie du générateur est pratiquement nulle par rapport à l'impédance d'entrée du récepteur. Il met cette entrée " en court-circuit " et il n'y aura plus de tension. »

L'auteur répondit que, s'il y avait, effectivement, une « désadaptation, cela ne supprimait pas la tension pour autant, et, désignant une prise de courant (du 110 V rms à l'époque), dit à son collègue : « Tenez, l'impédance de sortie du " générateur EDF " est pratiquement nulle par rapport à celle qu'il y a entre deux doigts de votre main, même mouillés. Touchez donc les deux fils : puisque, selon vous, l'impédance nulle du générateur les met en court-circuit, il n'y a donc pas de tension, et vous ne sentirez rien. »

Quand on commande un montage dont l'impédance d'entrée est très élevée par une source de très faible impédance interne, il est bien certain que, du point de vue théorique, il n'y a pas « adaptation des impédances ». On pourrait, théoriquement du moins, mettre entre la source et le montage alimenté un transformateur élévateur de tension, par exemple, dans le rapport 10 (donc élévateur d'impédance dans le rapport 100, car son secondaire nous donnera dix fois plus de tension mais dix fois moins d'intensité).

UN TRANSFORMATEUR ? CE SERAIT IDEAL !

On peut alors se demander pourquoi on ne le fait pas. Si, par exemple, nous disposons d'un amplificateur audiofréquence dont l'impédance d'entrée est de 1 MΩ, l'adaptation d'impédance est « abominable » quand on l'attaque, par exemple, par un microphone dont l'impédance est de 200 Ω.

Mettons donc un transformateur en sortie du microphone, le rapport de ce transformateur étant, par exemple, de 10 en tension. Un tel rapport, multipliant la tension du microphone par 10 et divisant son intensité par 10, multiplie la résistance interne de l'ensemble microphone + transformateur par 100 (fig. 33).

Nous avons donc une source de 100 × 200 = 20 000 Ω de résistance interne, dont la tension à vide est 10 fois celle du microphone sans transformateur. L'impédance d'entrée de l'amplificateur (1 MΩ) charge à peine cette source, dont la résistance interne (20 kΩ) est négligeable par rapport à 1 MΩ. Nous avons donc réellement gagné un facteur très proche de 10 sur la tension.

On pourrait montrer que, avec un rapport optimal, qui est ici 70,7, on gagne un facteur 35,3 sur la tension.

D'où la conclusion « évidente » : il faut absolument interposer ce transformateur. Mais, si l'on va voir les choses de plus près, c'est bien moins sûr. Pour avoir un bon transformateur, qui passe toute la bande audiofréquence (soit de 30 Hz à 15 kHz) il faudra (si on le trouve) y mettre le prix ; l'engin risque d'être lourd, encombrant, et de jouer

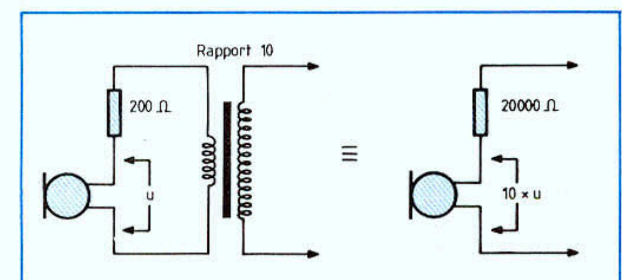


Fig. 33. – Un microphone de résistance interne 200 Ω, donnant une tension u, combiné à un transformateur élévateur de tension dans le rapport 10 est identique à un modèle donnant 10 × u, mais dont la résistance interne serait cent fois plus forte.

les capteurs de champs magnétiques parasites.
Alors, tant pis : il vaut mieux laisser les choses telles quelles... et rajouter un étage amplificateur.
Certains objecteront que nous allons ainsi perdre énormément en rapport signal/bruit. Nous perdrons **un peu,** mais pas autant qu'ils le croient. Evidemment, un amplificateur, dont l'impédance d'entrée est de 1 MΩ, donnera, en sortie, une tension de souffle notable **si on laisse son entrée en l'air,** sans rien y connecter. Mais, dès que les bornes d'entrée se trouveront connectées à une source de faible résistance interne, le souffle diminuera notablement.
Un autre argument vient renforcer le refus d'utilisation du transformateur adaptateur d'impédance : il y a bien des cas où un tel transformateur est **irréalisable,** entre autres celui où l'on désire transmettre une gamme de fréquences descendant jusqu'à zéro (inclus).

REVENONS A NOS FILTRES

Après cette (longue) digression sur les impédances d'entrée et de sortie, il est temps (« Plus que temps ! » dira sans doute le rédacteur en chef) de retrouver notre gyrateur-bobinage.
Nous en avons utilisé deux pour réaliser le filtre passe-haut de la figure 32. Il peut être intéressant de revoir de plus près les performances de ce filtre.
C'est, nous l'avons dit, un filtre « d'ordre 3 ». Autrement dit, l'atténuation des fréquences basses sera très efficace. Les spécialistes des filtres disent qu'il a, vers les fréquences basses, une pente de 18 dB/octave, ce qui nécessite quelques explications.
Nous avons vu, sur la figure 27, la courbe de réponse du passe-haut constitué d'un condensateur et d'un résisteur. Vers les fréquences basses, ce filtre a une transmission à peu près proportionnelle à la fréquence. Divisez donc cette dernière par 2, la transmission baissera de 50 %, ce qui correspond à – 6 dB.

PETITES PRECISIONS SUR LES « DECIBELS »

Rappelons que, pour exprimer en décibels une variation de **tension,** il faut envisager quelle variation de **puissance** ladite variation de tension produirait sur un résisteur fixe.
En effet, l'unité « décibel » suppose toujours que l'on **multiplie par 10 le logarithme d'un rapport de PUISSANCES.**
Donc, quand on veut exprimer en décibels la variation d'une grandeur G qui n'est pas une puissance, il faut toujours trouver un moyen de raccorder la variation de G à celle d'une puissance.
Comme le disait un ami de l'auteur, si quelqu'un a une augmentation de salaire de 100 % (on peut rêver !), dira-t-on qu'on l'a « augmenté de 3 dB » (en considérant que l'on a doublé sa « puissance d'achat ») ou « augmenté de 6 dB » (en disant que l'on a doublé son « potentiel d'achat ») ?
Cette plaisanterie n'est pas aussi idiote qu'on pourrait le croire, car elle a le mérite de rappeler qu'il ne faut pas appliquer la notation en décibels à quelque chose qui ne peut se lier directement à une puissance (en **watts**).
Alors, quand une tension est multipliée par 2, la puissance qu'elle peut fournir à un résisteur donné est multipliée par 4, puisque, la tension doublant, l'intensité en fait autant. Le logarithme de 4 est 0,6 (à un « pico-fifrelin » près) : en le multipliant par 10 on obtient 6. Doubler une tension revient donc à une augmentation de puissance de 6 dB.
On dit donc, avec une longue phrase sous-entendue, que : « la tension a augmenté... de 6 dB ».

La phrase sous-entendue (mais que l'on ne doit pas oublier) et qui est symbolisée par des points est :
... de telle façon que la puissance qu'elle peut fournir sur résisteur donné a augmenté...
On évoque ce conducteur de fiacre, cité par Courteline, qui disait : « Montez, les... Nord ! », faisant ainsi une audacieuse ellipse, car il ne sous-entendait rien moins que : « ... voyageurs pour la direction de la gare du... ».

UNE PENTE DE 6 dB/OCTAVE

Donc, diviser une tension par 2, c'est la réduire de 6 dB (toujours avec la phrase sous-entendue). Pour diviser la tension de sortie du filtre par 2, on divise la fréquence par 2, ce que les musiciens appellent « baisser d'une octave » (le « Petit Larousse » est formel : octave est féminin).

On dit donc que la pente de la courbe de la figure 27 est de 6 dB/octave, ce qui signifie que, quand on divise la fréquence par 2 (baisse d'une octave), la tension se réduit de moitié (baisse de 6 dB).

Certains disent aussi que la pente est de 20 dB/décade, en appelant « décade » une division par 10 de la fréquence. En effet, diviser la fréquence par 10, dans la partie descendante de la courbe, revient à réduire la tension dans un rapport très proche de 10, ce qui correspond à 20 dB.

La courbe de transmission de notre filtre de la figure 32 aura, elle, une pente trois fois plus grande, soit 18 dB/octave (ou 60 dB/décade). En effet, avec ce filtre, diviser la fréquence par 10 (une décade) revient à diviser la transmission par 1 000 (soit 60 dB) ; en divisant la fréquence par 2 (une octave), on divise la transmission par 8 (soit 18 dB).

EXEMPLE NUMERIQUE

Nous proposerons deux gyrateurs réalisés suivant le schéma de la figure 18, avec R = K = 10 kΩ, P = M = 3,3 kΩ (ces deux dernières valeurs étant peu critiques), C = 0,1 μF, chaque gyrateur étant donc l'équivalent d'un bobinage de 10 H.

Pour nous retrouver avec des valeurs analogues à celles de l'exemple du filtre coupe-bande de la figure 23, nous prendrons, pour le filtre de la figure 32, un condensateur C de 0,1 μF.

On peut alors calculer que l'impédance caractéristique du filtre, soit la racine carrée de L/C, vaut exactement R = 10 kΩ.

La fréquence F_0, dont nous avons parlé plus haut, est ici, de nouveau, voisine de 159 Hz.

Réalisons-le et relevons sa courbe avec un générateur BF. On trouve un accord parfait avec la théorie, c'est-à-dire une transmission de 1 (compte tenu du gain 2 en tension de l'amplificateur opérationnel de sortie, pour compenser l'atténuation apportée par les deux résisteurs R), soit 0 dB, pour la fréquence 159, ainsi que pour des fréquences supérieures à 300 Hz.

On n'aurait jamais trouvé une telle conformité aux calculs si l'on avait opéré, dans cette gamme de fréquences, avec des « vrais » bobinages, en fil enroulé sur des noyaux magnétiques. Là encore, le gyrateur a fait merveille !

Le « petit creux » de 0,16 dB (ce qui fait tout de même une transmission de 98,2 %) se produit pour la fréquence de 273 Hz. Pour des fréquences supérieures à 400 Hz, on ne peut plus voir la différence entre la tension d'entrée et celle de sortie (transmission de 1, soit 0 dB).

Du côté des fréquences basses, l'effet est impressionnant

en dessous de 120 Hz (atténuation 1 dB). A 100 Hz, on a déjà 4 dB, à 80 Hz, il y a 9,8 dB, puis cela s'écroule :
18 dB à 60 Hz
23 dB à 50 Hz
29,4 dB à 40 Hz
37,1 dB à 30 Hz
47,9 dB à 20 Hz
55,4 dB à 15 Hz.

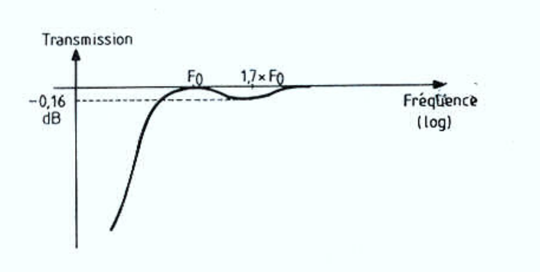


Fig. 34. – La courbe de transmission du filtre passe-haut de la figure 30 n'est pas rigoureusement plate dans la bande transmise : elle présente un petit « creux », de 0,16 dB seulement.

POURRAIT-ON SUPPRIMER LE « PETIT CREUX » ?

Les puristes déploreront que le filtre ne soit pas assez « plat » comme transmission au-delà de F_0.

Sa courbe de transmission a, en effet, l'allure de la figure 34 (dans laquelle nous avons exagéré l'importance du « petit creux » de 0,16 dB à la fréquence 1,72 × F_0, soit 274 Hz).

Il est parfaitement possible de donner à ce filtre la réponse dite « de Butterworth », c'est-à-dire la plus « plate » possible au-delà de F_0. Il suffira de réduire de moitié la capacité du condensateur, le ramenant à 0,047 µF, ou 47 nF (il faudrait, théoriquement, 50 nF, mais on peut utiliser un 47 nF : la valeur n'est pas critique à ce point).

Un tel choix modifie F_0, qui double, puisque C est divisé par 2 et que nous avons défini F_0 comme étant la fréquence à laquelle l'impédance de C est égale à R. La modification de C change la courbe de réponse, la débarrasse du creux. La transmission du filtre, presque égale à l'unité pour les fréquences au-delà de 400 Hz, descend régulièrement (mais très lentement, sans jamais remonter) quand la fréquence diminue. Le filtre a maintenant une réponse de Butterworth.

Il est à noter que, maintenant, les valeurs de résistance des résisteurs R ne sont plus égales à l'impédance caractéristique du filtre (qui, étant la racine carrée de L/C, est donc devenue 14,14 kΩ).

A la fréquence F_0 (qui est devenue 318 Hz), la transmission est de 99,2 % (soit – 0,07 dB) au lieu de 1. Ensuite, elle descend quand la fréquence diminue.

Les filtres « de Butterworth », assez faciles à calculer en général, sont tels que leur courbe de transmission a toujours une pente de même signe. On dit qu'une telle courbe est « monotone ». Cela qui ne signifie pas qu'elle est ennuyeuse, mais, pour les « matheux », que sa dérivée ne change pas de signe, contrairement au cas de la courbe indiquée sur la figure 34.

COMPARAISON DU PREMIER FILTRE ET DE SA VERSION « BUTTERWORTHISEE »

Dans la bande qui doit être transmise, la courbe est aussi proche de l'horizontale que possible, aussi « plate » qu'on peut le faire. C'est ce qui explique le nom de « maximally flat » (plat au maximum) que les Américains donnent aux filtres de Butterworth.
Evidemment, tout se paye : notre filtre corrigé pour avoir la réponse de Butterworth (avec C = 47 nF) a une courbe dont la partie descendante, à fréquence basse, se rapproche bien d'une droite de pente 18 dB/octave, mais suivant un parcours différent du filtre « non-Butterworth » avec C = 0,1 µF.

Pour pouvoir faire une comparaison entre la réponse de Butterworth et celle d'un filtre comme celui de la figure 30 (avec L = 10 H, C = 0,1 µF, R = 10 kΩ), il faut un peu modifier, dans le même rapport, les valeurs de L et de C de l'un d'eux, de telle sorte que les deux filtres se comportent d'une façon de plus en plus semblable à mesure que la fréquence décroît.

Il est à noter que, généralement, ce n'est pas ainsi que l'on compare deux filtres. On essaye, en effet, de faire en sorte que, pour la même fréquence, ils aient tous les deux une atténuation de 3 dB. Ce n'est pas ce que nous avons fait, car nous préférions avoir des atténuations devenant de plus en plus proches pour les deux filtres aux fréquences très basses. Cela conduit, comme on le voit sur la figure 35, à une fréquence d'atténuation à 3 dB plus petite (d'environ 17 %) pour le filtre « non-Butterworth » que pour l'autre.

On peut alors tracer les deux courbes sur les mêmes axes. La réponse du premier filtre est en trait plein, la réponse du Butterworth est en pointillé. On voit que les deux courbes tendent à rejoindre la même « droite limite » (dites : « asymptote », et vous impressionnerez beaucoup ceux qui vous écoutent), mais le Butterworth la rejoint **par en des-**

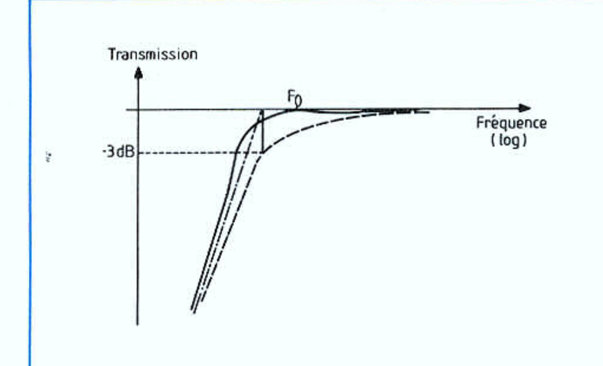


Fig. 35. – Sur des axes à graduations logarithmiques (en fréquence comme en transmission, celle-ci étant en décibels), les filtres passe-bas « du troisième ordre » ont des courbes dont la zone presque droite, aux fréquences basses, se rapproche d'une droite (traits mixtes) de pente 18 dB/octave. Le filtre « de Butterworth » (tirets) a une courbe de réponse constamment croissante, contrairement au filtre de la figure 30, qui présente le « creux » de 0,16 dB.

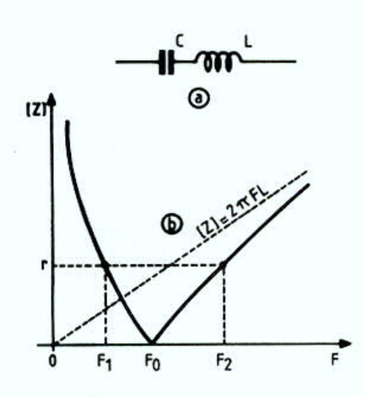


Fig. 36. – Le circuit résonnant série (a) a une impédance dont le module Z varie comme le montre la courbe (b). Il y a deux fréquences, F_1 et F_2, pour lesquelles le module Z passe par une valeur r.

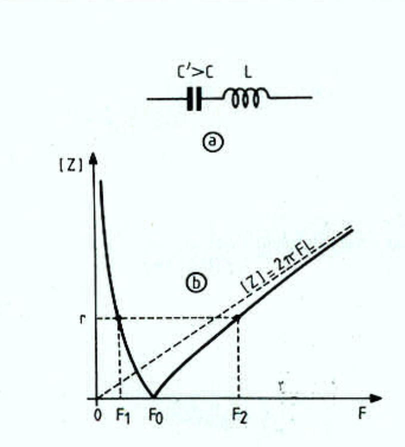


Fig. 37. – Le circuit résonnant série (a) est réalisé avec un condensateur de capacité plus grande que dans la figure 36. La courbe (b) se déforme, mais l'écart F_2-F_1 reste constant.

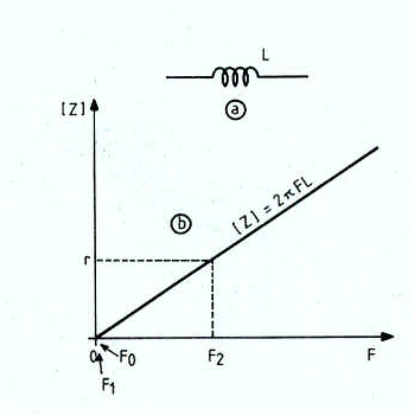


Fig. 38. – A la limite, C étant devenu infini, le circuit (a) se réduit à L tout seul, dont la « courbe » d'impédance est une droite passant par l'origine (l'axe des fréquences, comme dans les deux figures précédentes, est en graduation linéaire).

sous, tandis que l'autre filtre, rejoignant cette droite **par-dessus,** a une coupure plus abrupte que le Butterworth.

ALLONS PLUS LOIN AVEC LA « TRANSPOSITION DE FREQUENCE »

Sans vouloir assommer les lecteurs par des calculs terrifiants sur les filtres, indiquons maintenant comment on peut concevoir un filtre passe-bande à partir d'un passe-bas, ou un coupe-bande à partir d'un passe-haut.

Ce calcul n'a pas été imaginé par l'auteur, mais par un électronicien de grande classe, très modeste, qui interdit que l'on cite son nom.

L'auteur aime beaucoup ces « passages », permettant de réduire au minimum les calculs.

Le but de ce qui suit est de permettre la réalisation de filtres, surtout des « passe-bandes » fort intéressants, que l'on aurait énormément de peine à réaliser autrement qu'avec des gyrateurs.

Considérons (fig. 36a) un circuit résonnant série. Le module (valeur absolue) de son impédance varie comme l'indique la courbe (b). Il passe par zéro pour une valeur de fréquence $F_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$.

Le module de Z (qui se représente en encadrant la lettre Z de deux traits verticaux) passera donc par une valeur déterminée, r, pour deux fréquences F_1 et F_2, la première inférieure à F_0, la seconde supérieure à F_0.

Le calcul montre que ces deux fréquences sont telles que :

– leur **produit** F_1F_2 est égal à F_0^2 ;

– leur **différence** $F_2 - F_1$ ne dépend pas de la capacité de C, elle ne dépend que de r et de L.

Donc, si nous augmentons la capacité de C, la courbe donnant $|Z|$ en fonction de la fréquence va se déformer comme le montre la figure 37.

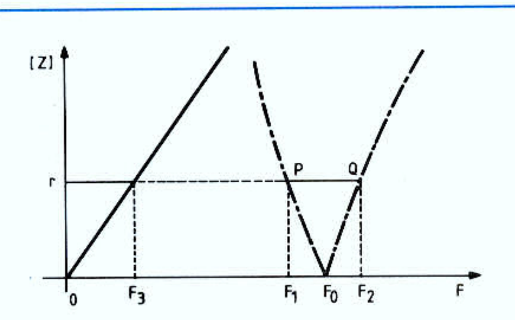


Fig. 39. – Inversement, en partant de la courbe d'impédance d'un bobinage seul (trait plein), on en déduit celle du circuit oscillant série (mixtes) par « transposition » de fréquence : la différence F_2-F_1 est égale à F_3, et la moyenne géométrique de F_1 et F_2 est F_0.

La valeur de F_0 a diminué, celle de F_1 aussi (puisque F_1 est compris entre zéro et F_0).

Pour la même valeur de r, la fréquence F_2 est telle que la différence $F_2 - F_1$ est restée constante.

Pour que cela soit bien visible, il faut utiliser un axe de fréquences gradué « linéairement », l'origine correspondant à la fréquence zéro, et non une graduation « logarithmique » (comme c'était le cas sur les figures 27 et 35). Augmentons encore plus C... jusqu'à l'infini (ce qui revient à remplacer ce « condensateur de capacité infinie » par un court-circuit), nous arrivons à la « courbe » de la figure 38. Le « circuit oscillant » (qui n'en est plus un) se réduit au seul bobinage, dont l'impédance est $|Z| = 2\pi L$. La « courbe » représentative de cette impédance en fonction de la fréquence est... une droite passant par l'origine.

Dans le cas de la figure 38, F_0 est devenue nulle, donc F_1 aussi. Comme la différence F_2-F_1 n'a pas changé, la valeur de F_2 dans la figure 38 est tout simplement le F_2-F_1 des figures 36 et 37. Or F_2 est très facile à connaître : c'est tout simplement $r/2\pi L$.

REPRENONS CELA DANS L'AUTRE SENS

Nous allons pouvoir, maintenant, faire le même raisonnement « à l'envers ». Nous partirons de la courbe d'impédance de la figure 38 (qui est, en fait, une droite, puisqu'il s'agit d'un bobinage pur), et de la valeur F_3 de fréquence pour laquelle l'impédance de ce bobinage passe par la valeur donnée r (nous l'avons nommée F_3 pour ne pas la confondre avec la valeur F_2 que nous allons rencontrer plus loin).

Pour étudier le comportement du circuit oscillant série, obtenu en mettant, en série avec L, le condensateur C, ce qui donne une fréquence d'accord F_0, nous procéderons comme le montre la figure 39.

Pour chaque valeur choisie d'impédance r, il y a une fréquence F_3 (nous savons que c'est $r/2\pi L$) pour laquelle l'impédance de L seul passe par r. Si nous plaçons maintenant, en série avec L, un condensateur C, qui l'accorde sur F_0, il y a aura deux fréquences, F_1 et F_2, pour lesquelles l'impédance du circuit oscillant ainsi constitué passe par r : ces deux fréquences seront telles que :

$F_2 - F_1 = F_3$ et :

$F_1 F_2 = F_0^2$

La valeur F_0 est la « moyenne géométrique », g, des deux fréquences F_0 et F_1, c'est-à-dire la racine carrée de leur produit.

Si nous disposions de leur moyenne **arithmétique,** a, c'est-à-dire de leur demi-somme :

$a = (F_1 + F_2)/2$

en même temps que de leur différence d (plus facile à écrire que $F_2 - F_1$), le calcul serait immédiat, on aurait :

$F_1 = a - d/2$ et

$F_2 = a + d/2$

Mais la moyenne géométrique g n'est pas la même que la moyenne arithmétique a, elle est plus petite. En fait, dès que la différence d est inférieure au tiers de g (ou de a), la différence relative entre g et a est inférieure à 1,4 %. Si d/g est inférieur à 1/4, il n'y a plus que 0,8 % d'écart relatif entre g et a : on peut parfaitement confondre a et g.

Si d est supérieur au quart de g, il est facile de calculer la valeur exacte de la moyenne arithmétique a, à partir de la moyenne géométrique g et de la différence d, par la formule :

$a = \sqrt{g^2 + (d/2)^2}$

que l'on utilise très facilement sur une calculatrice élémentaire. On obtient alors immédiatement les deux fréquences par :

$F_1 = a - d/2$

$F_2 = a + d/2$

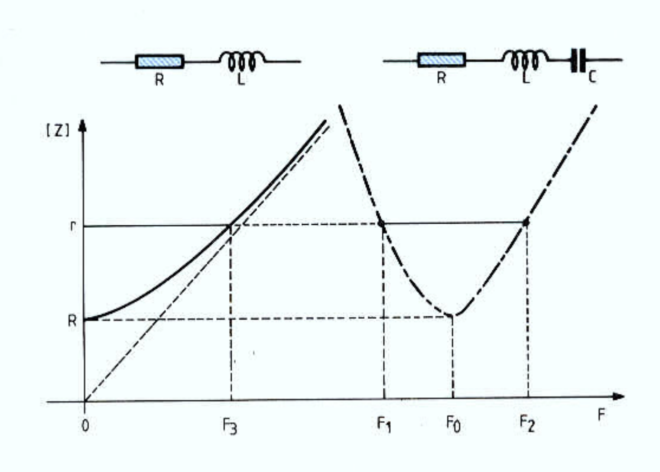


Fig. 40. – De même, en partant de la courbe d'impédance d'un bobinage plus un résisteur, on obtient celle du circuit résonnant série amorti, par la même transposition.

Un exemple ? Supposons d = 100 Hz et F_0 = 200 Hz (= m). La moyenne arithmétique a des fréquences à trouver sera :
$a = \sqrt{(200)^2 + (100/2)^2}$
a = = 206,15
On a donc
F_1 = 206,15 – 50 = 156,15 Hz et
F_2 = 206,15 + 50 = 256,15 Hz

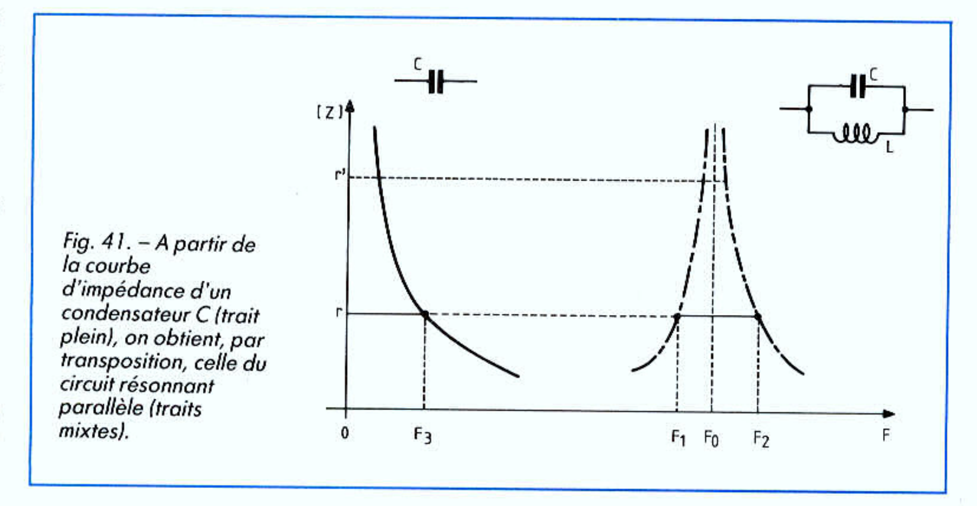


Fig. 41. – A partir de la courbe d'impédance d'un condensateur C (trait plein), on obtient, par transposition, celle du circuit résonnant parallèle (traits mixtes).

QUE NOUS APPORTE CE CALCUL ?

Nous venons, à partir de la « courbe » d'impédance d'un bobinage seul, de tracer, point par point (en répétant la manœuvre indiquée ci-dessus pour plusieurs valeurs de r), la courbe d'impédance d'un circuit résonnant série.
A partir d'une simple droite, représentée par :
$|Z| = 2\pi F L$
nous avons trouvé la courbe, assez complexe, donnant le module de l'impédance du circuit résonnant série.
Pouvons-nous faire mieux ? Bien sûr. La figure 40 nous montre, à gauche, la variation d'impédance d'un bobinage (coefficient de self-induction L) en série avec un résisteur de résistance R. L'impédance minimale, à la fréquence zéro, est évidemment R. Quand la fréquence augmente, la courbe de gauche (en trait plein) se rapproche de plus en plus de la droite pointillée :
$|Z| = 2\pi F L$
puisque la résistance de R compte de moins en moins par rapport à l'impédance de L.
Mettons alors, en série avec L et R, un condensateur C, qui accorde L sur la fréquence F_0. Nous allons construire, par couples de deux points, la courbe (trait mixte) de l'impédance du circuit résonnant série amorti R-L-C.
En effet, pour chaque valeur d'impédance r choisie (supérieure à R, évidemment), il y a une fréquence F_3 pour laquelle l'impédance du circuit R-L passe par r. On en déduit, comme ci-dessus, les deux fréquences F_1 et F_2 pour lesquelles l'impédance du circuit résonnant amorti R-L-C passe par r : elles ont une différence F_3 et leur moyenne géométrique (racine carrée de leur produit) est F_0.
Le point le plus bas, à tangente horizontale, sur la courbe d'impédance du circuit résonnant amorti, est celui qui correspond à la fréquence F_0 et l'impédance R.
Donc, en résumé, ce système permet de prévoir le comportement d'un circuit compliqué (avec R, L et C) à partir de celui d'un circuit bien plus simple (seulement R et L).
Si l'on préfère, on étudie ainsi le circuit résonnant série, autour de la fréquence d'accord F_0, à partir du circuit plus simple R-L, à partir de la fréquence zéro.

UNE AUTRE TRANSPOSITION

Un calcul pas trop méchant (mais que nous « contournerons » lâchement) montre que l'on peut également (fig. 41) déduire la courbe d'impédance du circuit résonnant parallèle (en traits mixtes) de celle du condensateur (en trait plein).
Cette dernière est très simple : on sait que l'impédance du condensateur de capacité C à la fréquence F est, en module :
$|Z| = 1/2\pi F C$
La courbe correspondante part donc de l'infini pour F = 0 et décroît en raison inverse de la fréquence.
Accordons le condensateur C sur la fréquence F_0 par un bobinage L en parallèle avec lui. Nous avons le circuit résonnant parallèle (aussi appelé « circuit antirésonnant » ou « circuit bouchon »), dont nous allons construire la courbe, par couple de deux points, avec une extrême facilité.

En effet, pour chaque valeur d'impédance choisie r, il y a une fréquence F_3 pour laquelle l'impédance de C passe par la valeur r (cette fréquence est tout simplement $F_3 = 1/2\pi C r$). On va, par transposition, lui faire correspondre deux fréquences, F_1 et F_2, pour lesquelles l'impédance du circuit L-C passe par r.

Ces deux fréquences ont une différence égale à F_3 et une moyenne géométrique égale à F_0. On les trouve donc très facilement. En recommençant pour une autre impédance r', on trouve encore deux points de la courbe d'impédance du circuit L-C, etc.

Cette impédance tend vers l'infini quand F tend vers F_0, comme l'impédance de C tend vers l'infini quand F tend vers zéro.
Là aussi, il serait possible (fig. 42) de partir de la courbe d'impédance d'un circuit composé de C en parallèle avec R, et d'en déduire la courbe d'impédance du circuit résonnant parallèle amorti. Le premier (courbe en trait plein) a une impédance qui tend vers R quand la fréquence tend vers zéro, et vers zéro si la fréquence tend vers l'infini.

On en tire la courbe d'impédance du circuit résonnant parallèle amorti (en traits mixtes), passant par un maximum égal à R pour la fréquence de résonance F_0 au circuit constitué par L et C (sans R).

UN RAISONNEMENT « SIMPLIFICATEUR »

On tire donc de ce qui précède la conclusion suivante, qui est l'énoncé complet de la « transposition de fréquence » :

Si l'on considère un filtre (A) composé uniquement :
– de résisteurs ;
– de circuits résonnants série, tous accordés sur une même fréquence F_0 ;
– de circuits résonnants parallèle, tous accordés sur la même fréquence F_0 ;
on peut, pour en étudier le fonctionnement, considérer un filtre (B) obtenu en :

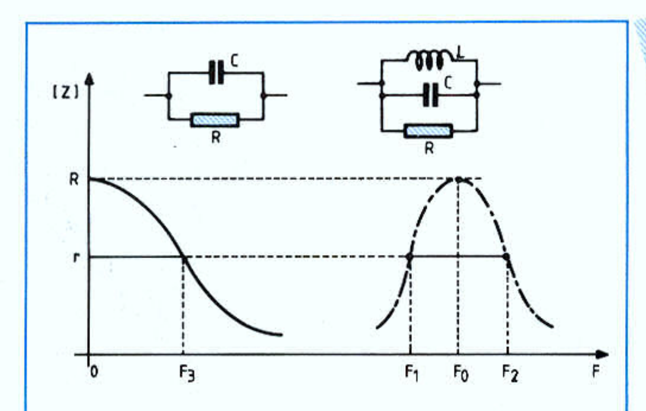


Fig. 42. – A partir de la courbe d'impédance d'un condensateur shunté par un résisteur (en trait plein), on obtient celle du circuit résonnant parallèle (en traits mixtes).

– remplaçant tous les condensateurs des circuits résonnants série par des courts-circuits,
– enlevant tous les bobinages des circuits résonnants parallèle.

L'étude du comportement du filtre (A) dans une bande de fréquence autour de F_0 se ramène alors à l'étude du filtre (B) dans une bande de fréquence partant de zéro.

Cela peut vous sembler un énoncé compliqué, pour ne pas gagner grand-chose. Les exemples vont vous montrer que, au contraire, la méthode est fort simple et conduit à une simplification extraordinaire des filtres, puisqu'elle élimine **la moitié** (eh oui, 50 % !) des composants « réactifs » (bobinages et condensateurs). Or ce sont ces composants qui amènent le plus de complexité dans les calculs.

MAINTENANT ALLONS DU SIMPLE AU COMPLIQUE

Prenons tout de suite un exemple. Considérons (fig. 43a) un filtre passe-bas classique en « pi ». Il est le filtre « inversé par dualité » du passe-haut de la figure 30.

L'« inversion par dualité » est une méthode qui permet de passer, par exemple, d'un passe-haut à un passe-bas, en remplaçant les bobinages par des condensateurs et inversement (en fait, c'est un petit peu plus complexe, mais nous avons déjà assez parlé de transformations pour ne pas détailler le système par dualité dans ces colonnes).

Nous supposerons que ce filtre est réalisé avec deux résisteurs de même valeur R, deux condensateurs de même capacité C, et un bobinage de coefficient de self-induction L, tel que :

$L = 2\,C\,R^2$

Il a alors une réponse de Butterworth, dont la courbe est tracée en trait plein à gauche.

Nous allons en déduire un filtre bien plus complexe, à droite, comportant, en plus du premier :

– deux bobinages L_1, en parallèle sur les condensateurs (accordant ces condensateurs sur une fréquence F_0) ;
– un condensateur C_1, en série avec L, accordant celle-ci sur la même fréquence F_0.

Tout le monde sera d'accord pour dire que le filtre ainsi obtenu est bien plus complexe que le premier. Son étude « directe » n'est pas infaisable, mais, si vous y tenez vraiment, allez-y ! (les frais d'aspirine **ne sont pas** remboursés par l'auteur).

Le premier filtre, le brave passe-bas, ne nécessite, pour son calcul complet, que huit lignes de calcul, à la portée de tout technicien sachant un peu manipuler les impédances en nombres complexes :

– on part de la valeur s, permettant de calculer l'intensité dans le résisteur et le condensateur de droite, donc leur somme qui passe dans L ;
– on ajoute à s la tension aux bornes de L, on trouve la tension v, en haut du condensateur de gauche ;
– on calcule, connaissant v, l'intensité passant dans le condensateur de gauche, que l'on ajoute à celle qui passe dans le bobinage pour avoir l'intensité qui passe dans le résisteur de gauche ;
– on ajoute à la tension v déjà trouvée la chute de tension dans le résisteur de gauche, et l'on obtient la tension d'entrée e.

Comment étudier maintenant le filtre représenté à droite ? Mais gardez-vous-en bien ! Cette étude est **déja faite :** chaque valeur de transmission t du filtre passe-bas correspond à une fréquence F_3. On en déduit les deux fréquences F_1 et F_2 pour lesquelles la transmission du filtre de droite prend la valeur t.

Ces fréquences sont, sempiternellement, telles que :

$F_2 - F_1 = F_3$

$F_1 \times F_2 = F_0^2$

Et voilà ! Vous avez conçu un filtre passe-bande remarquable... à peu près sans calcul.

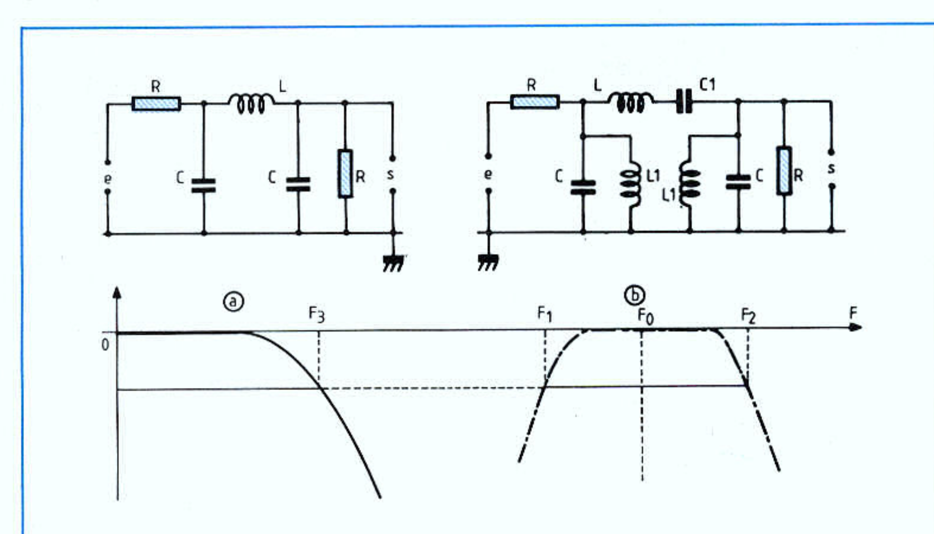


Fig. 43. – On part d'un filtre passe-bas en « pi » (a), et on le transpose en filtre passe-bande, dont la courbe de réponse (en traits mixtes) est tracée à partir de celle du passe-bas (en trait plein).

(à suivre)

J.-P. OEHMICHEN

L'EVOLUTION DE LA BANDE MAGNETIQUE

L'article ci-après a pour base essentielle une conférence donnée par Armin Vögeding – ingénieur au centre technique Agfa Gevaert de Munich – conférence donnée dans le cadre des activités de l'Agfa Forum. A une époque où beaucoup de gens pensent que la bande magnétique est, de nos jours, près de son déclin et que les moyens optiques de mémorisation la bouteront bientôt hors du marché, Armin Vögeding ne partage pas du tout cette opinion. Aussi, après avoir rappelé l'historique de l'évolution de la bande, évoque-t-il quelques perspectives du futur de celle-ci telles que les voient Agfa et sa maison mère, le géant de la chimie Bayer.

La bande magnétique se révèle être un produit curieux, occupant, à vrai dire, une place tout à fait particulière parmi tous les autres produits industriels.

Pour quelles raisons la bande magnétique fonctionne-t-elle effectivement ? Difficile, voire impossible, de donner une réponse à cette question puisque, à ce jour, beaucoup de scientifiques ne sont pas encore d'accord sur l'explication du phénomène. Mais une chose est sûre, l'enregistrement magnétique **ça marche** et tout ce que l'on doit faire est de s'arranger pour que cela marche le mieux possible.

Il a fallu beaucoup d'initiatives individuelles et d'imagination ainsi qu'une bonne dose d'empirisme pour que la technique de la bande magnétique puisse se développer et atteindre la qualité que nous connaissons aujourd'hui. Curieusement pourtant, la technique de la bande repose sur deux phénomènes considérés comme particulièrement nuisibles dans bien d'autres domaines de notre civilisation technique :

- le frottement ;
- la dispersion du champ magnétique.

La bande magnétique résulte d'une transformation chimique

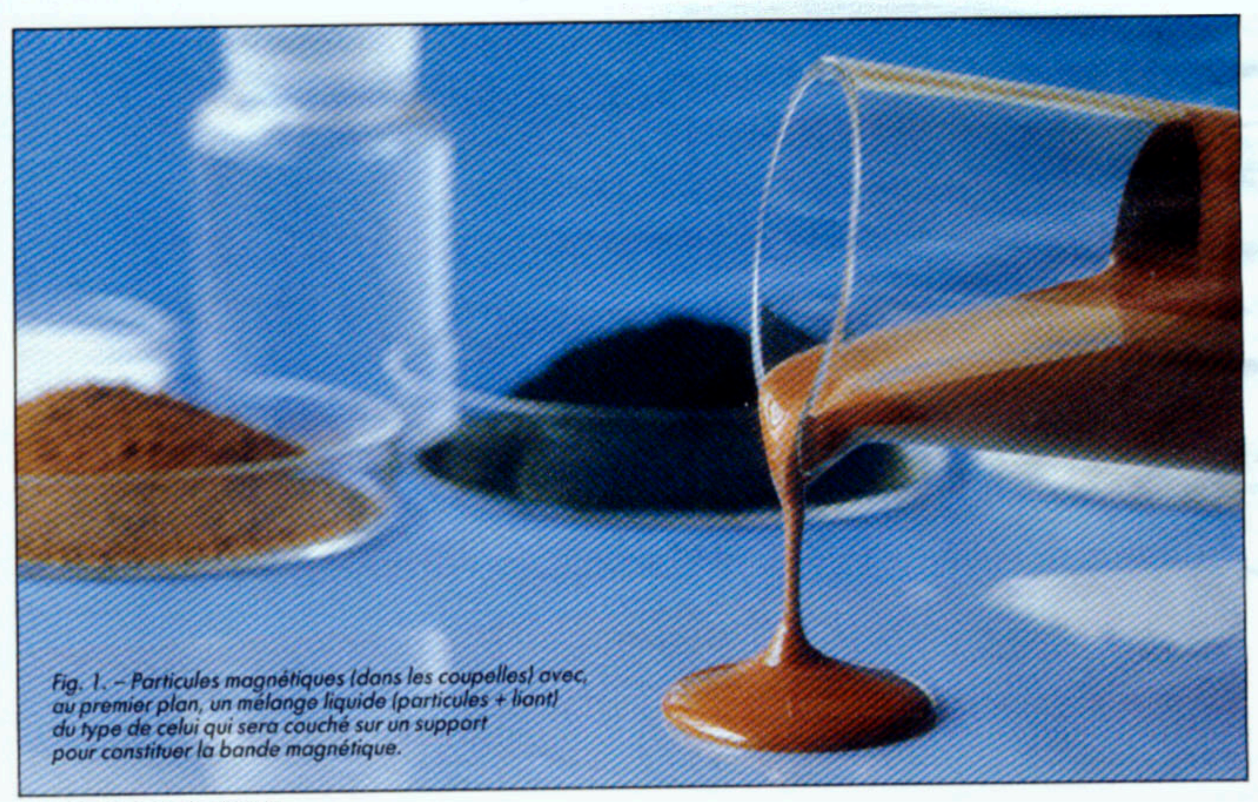


Fig. 1. – Particules magnétiques (dans les coupelles) avec, au premier plan, un mélange liquide (particules + liant) du type de celui qui sera couché sur un support pour constituer la bande magnétique.

et, lors de son utilisation, se trouve exposée à des contraintes physiques extrêmes : les frottements. Et pourtant les frottements – qui traduisent une dégradation de l'énergie sous forme de chaleur – sont, en technique, des phénomènes particulièrement redoutés bien qu'inévitables. Or, ces frottements qui se produisent entre la bande magnétique, les têtes et guide-bande constituent un des principes de base de toute la technique de la bande magnétique.

Si nous faisons abstraction des enregistrements magnétiques de données, cette assertion est toujours valable pour tous les types d'enregistrement audio et vidéo.

Parmi les problèmes qu'engendrent les frictions s'agissant de la bande magnétique, on rappelle : l'usure des têtes, les phénomènes de blocage, d'encrassement, de bruit de fond et nombre d'autres perturbations marquant les enregistrements audio et vidéo.

Le physicien danois Hans-Christian Œrsted ne s'imaginait sans doute pas ce que deviendrait sa découverte (en 1820) du champ magnétique produit par un fil métallique parcouru par un courant électrique. Œrsted, en mettant en évidence le champ ainsi créé par la déviation de l'aiguille aimantée d'une boussole, peut être crédité de la découverte des forces magnétiques à partir desquelles on a pu ensuite créer les machines électriques et réaliser, enfin, la transmission de l'énergie sous forme électrique. Mais il est sûr que jamais il n'aurait pu prévoir qu'un jour sa découverte serait utilisée pour enregistrer sons et images.

Il faudra, à partir de l'expérience d'Œrsted, plus de cent ans pour que soit présentée dans le monde la première bande magnétique.

Une des étapes les plus importantes sur le chemin menant à ce résultat est sans aucun doute le « Telegraphon » de Valdemar Poulsen, un autre Danois, qui présenta son appareil à l'Exposition universelle de Paris, en 1900. Le « Telegraphon » **(fig. 2)** consistait en un fil d'acier de 100 mètres de long, enroulé sur un cylindre de laiton et défilant entre les pôles d'un électro-aimant. Avec cette première tête magnétique rudimentaire, il était déjà possible d'effacer, d'enregistrer et de lire. La vitesse relative bande-tête était de 3 m/s et la durée d'enregistrement atteignait près d'une minute.

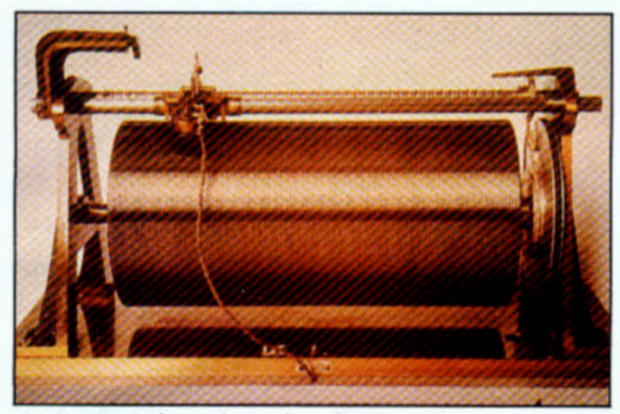


Fig. 2. – Le « Telegraphon » de Valdemar Poulsen.

On a du mal à imaginer le bond qu'il a fallu faire pour aboutir au dernier système audionumérique, le R-DAT, lequel possède une autonomie d'enregistrement de deux heures avec une vitesse de défilement de 8 mm.

Il existe encore un enregistrement historique original réalisé avec le « Telegraphon » : c'est l'empereur François-Joseph d'Autriche qui parle puis son aide de camp ; et Armin Vögeding devait nous faire écouter un « repiquage » sur cassette de ces paroles historiques.

Beaucoup de personnes, ingénieurs et novateurs ont essayé d'améliorer l'enregistrement magnétique du son de Valdemar Poulsen : fils d'acier, bandes de papier métallisé, bandes métalliques... avant d'arriver à la structure que nous connaissons aujourd'hui. Ce fut l'œuvre, en 1935, de l'IG-Farben (qui regroupait à l'époque les géants de la chimie que sont devenus Bayer-Agfa, BASF et Hoersch) et de Telefunken.

l'IG-Farben mettait alors au point la bande à couche magnétique sur support acétate **(fig. 3)** faite pour le premier enregistreur audio au monde, le « Magnetophon » K1 Telefunken de la firme AEG. Particularité de cet appareil : une étape importante se trouvait franchie alors avec la mise au point de la tête magnétique en anneau avec entrefer, qui permettait ainsi d'ériger en principe même de construction l'effet de dispersion du champ magnétique, effet secondaire en général indésirable parce que parasite. La présentation en première mondiale eut lieu à la Funkausstellung de Berlin la même année.

Ce fut le point de départ d'une technique d'enregistrement entièrement nouvelle qui, curieusement, se cantonna essentiellement à l'Allemagne. Et sans doute pour cette raison, cette technique ne fut pas considérée comme concurrente du disque ou du film sonore optique, déjà bien établis.

Au début des années 40 apparut une amélioration décisive des enregistrements, en l'occurrence la polarisation par courant haute fréquence qui doit être attribuée à J. von Braunmühl et W. Weber, deux ingénieurs de la radiodiffusion allemande.

Mais ce ne fut qu'à la fin de la Seconde Guerre mondiale que les Américains, tout étonnés par le magnétophone et ses possibilités, se sont jetés sur cette découverte et la firme Ampex, créée pour la circonstance, commença aussitôt la production des appareils à bande magnétique à Redwood City.



Fig. 3. – Une des premières bandes magnétiques pour le « Magnetophon » K1 de Telefunken.

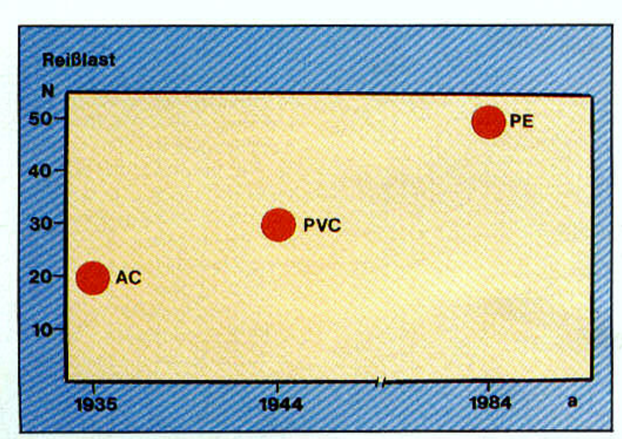


Fig. 4. – Résistance à la déchirure (en newtons) pour des bandes en acétate de cellulose (1935), PVC (1944) et polyester (1964).

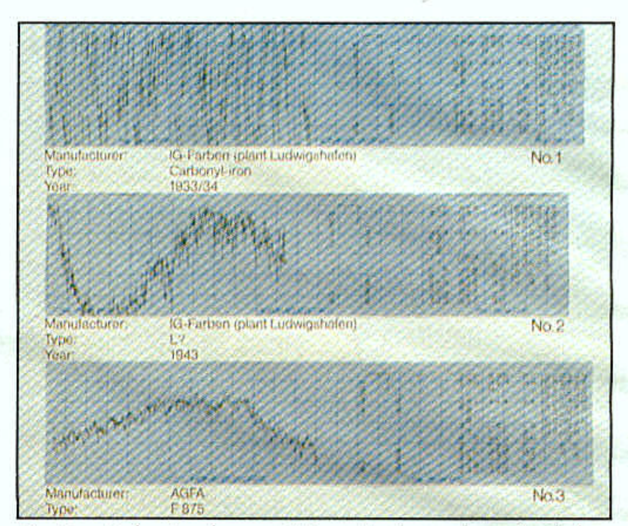


Fig. 5. – De haut en bas, variations du niveau de sortie de bandes de 1934, 1943 et 1948 enregistrées pour – en principe – donner un niveau de sortie constant. La baisse de ces variations traduit la diminution de la rugosité de la surface de la bande.

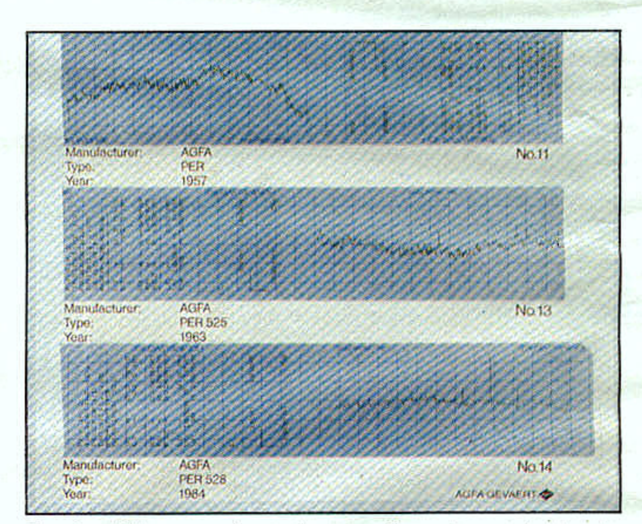


Fig. 6. – Mêmes représentations que figure 5 pour des bandes de 1957, 1963 et 1984. On remarquera qu'au fil des années la rugosité a diminué de façon spectaculaire.

On peut distinguer, pour une bande magnétique, deux sortes de caractéristiques : les caractéristiques mécaniques et les caractéristiques magnétiques.

D'un point de vue mécanique, une bande magnétique doit résister aux contraintes exercées pendant le défilement, que ce soit en enregistrement ou en lecture. La tension de la bande pendant son défilement et pendant le rebobinage ne doit pas entraîner de déformation ou de déchirement. La résistance de la bande au cours de ces opérations constitue donc un paramètre important.

Il est apparu très vite et très clairement que la meilleure solution pour réaliser une bande magnétique était d'adopter le principe de la bande à couche magnétique et, donc, de déposer une couche magnétique sur un support flexible non magnétique. Auparavant avait été essayée la bande homogène, avec oxyde dans la masse ; on intégrait alors entièrement, dans un matériau plastique, un matériau magnétique (« en dispersion », suivant le terme consacré). Les limites imposées par une telle technique ont vite été atteintes : la densité en matière magnétique ne pouvait être poussée assez loin pour permettre d'enregistrer avec une aimantation suffisamment élevée. Aussi la bande à couche magnétique est demeurée, jusqu'à ce jour, comme étant la meilleure des structures possibles.

La résistance à la déchirure de la bande magnétique résulte ainsi des caractéristiques du support qui, parti de l'acétate de cellulose, a été remplacé successivement par le polychlorure de vinyle (PVC) et le polyester **(fig. 4).**

La rugosité de la couche magnétique est très importante pour les frottements et également pour les caractéristiques d'enregistrement et de reproduction des hautes fréquences. La rugosité d'une bande magnétique n'intervient pas seulement sur l'usure des têtes mais également, par exemple, sur les bruits de fond additionnels lors de lectures ultérieures. L'origine de ces derniers réside dans des phénomènes de magnétostriction dans la tête de lecture, provoqués par la surface rugueuse de la bande défilant devant celle-ci. L'état de surface de la couche magnétique doit également être aussi parfait que possible pour les faibles vitesses de défilement, comme c'est le cas pour les bandes des cassettes compactes. Cela est nécessaire pour obtenir un bon contact tête-bande et, par là même, un enregistrement régulier des hautes fréquences.

Ainsi, la diminution de la rugosité de la surface de la couche magnétique permet non seulement de réduire l'usure des têtes mais également d'améliorer les caractéristiques électroacoustiques de la bande magnétique **(fig. 5, 6 et 7).**

Mais il y a également ici une limite : si la bande devient trop lisse, elle commence à coller aux guide-bandes et aux têtes, qui ne peuvent alors être maintenus propres. Les bandes magnétiques modernes ont pratiquement atteint cette situation critique. On peut dire, en conclusion de l'examen de ces caractéristiques mécaniques, que l'équilibre physique d'une bande magnétique résulte d'un tour de passe-passe, pour lequel des

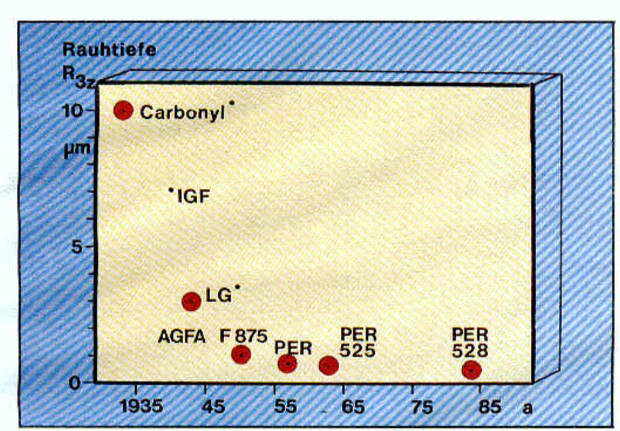


Fig. 7. – Evolution de la rugosité, exprimée en microns, de la bande magnétique entre 1935 et 1985.

compromis sont toujours inévitables. Au sens large du terme, on peut dire que la technique complète de la bande magnétique au stade actuel résulte d'un compromis entre la chimie, la physique et les techniques audio et vidéo. Quant aux caractéristiques magnétiques de la couche d'une bande magnétique, elles peuvent se définir, en gros, à partir de deux paramètres :

- la force coercitive,
- la rémanence ;

deux points très importants qui apparaissent sur une courbe d'hystérésis **(fig 8)**.

On a cherché, tout au long du développement des matériaux magnétiques pour enregistrement, à obtenir pour ces deux grandeurs des valeurs aussi élevées que possible.

La première bande magnétique – au fer carbonyle – de 1934 présentait une force coercitive de 37 œrsteds et une aimantation rémanente de 237 gauss. Les bandes de studio modernes atteignent une coercitivité dix fois plus élevée et une aimantation rémanente cinq fois plus grande. C'est dire l'évolution des caractéristiques de la bande depuis son origine.

Aujourd'hui, on essaie d'obtenir des coercitivités trois à cinq fois encore plus élevées pour les techniques d'enregistrement audio et vidéo numériques. Toutefois, ces deux paramètres – force coercitive et aimantation rémanente – ne font pas à eux seuls qu'une bande est bonne ou non : les particules magnétisables d'oxyde de fer n'adhèrent pas toutes seules à la couche magnétique et il est nécessaire de les enrober dans un liant chimique de façon que la couche magnétique adhère au support **(fig. 9)**. Combien de matières magnétiques sont nécessaires pour obtenir une bonne adhésion de la couche magnétique ?

En l'état actuel de la technique, les bonnes proportions consistent en 40 % d'oxyde, 40 % de liant et 20 % de pores (vide). Quelle configuration devaient avoir les particules magnétiques et quelle devait être leur densité dans la couche, tels furent les problèmes cruciaux à résoudre naturellement au début. Il est facile de comprendre qu'une forte densité de particules magnétiques implique une aimantation rémanente élevée dans la bande et qu'elle équivaut à un enregistrement particulièrement fort des basses et hautes fréquences. Par ailleurs la forme et la répartition des particules magnétiques dans la couche d'enduit ont une influence prépondérante.

Au début les particules magnétiques **(fig. 10)**, dont on a cherché à réduire la taille, étaient des particules cubiques, ainsi appelées à cause de leur forme de cristallisation, ce qui provoquait deux effets indésirables :

- Après effacement, de telles bandes faisaient l'objet d'un phénomène appelé « effet de mémoire », ce qui fait que lors d'un nouvel enregistrement, l'enregistrement initial était de nouveau audible.
- Ces bandes n'étaient utilisable que pour des vitesses de défilement élevées (38 et 78 cm/s) : leur rémanence

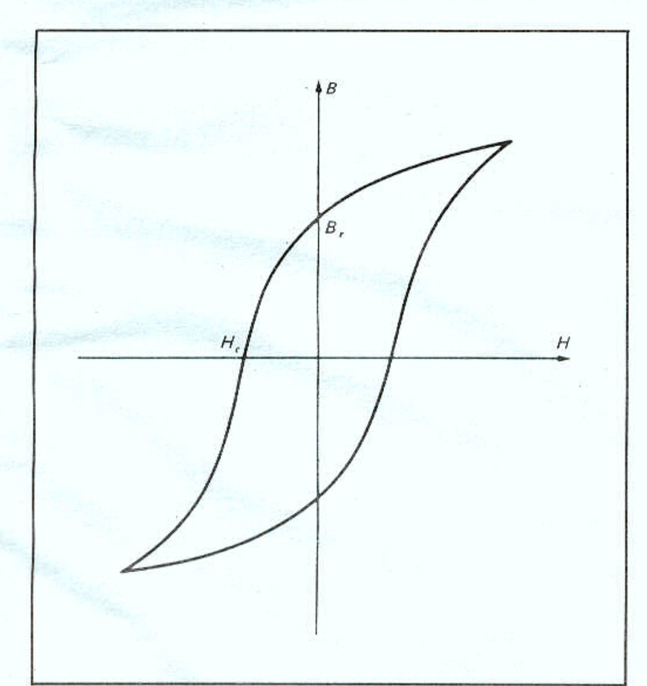


Fig. 8. – Cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique. En abscisses le champ coercitif H_c (en œrsteds) et, en ordonnées, l'induction rémanente B_r (en gauss).

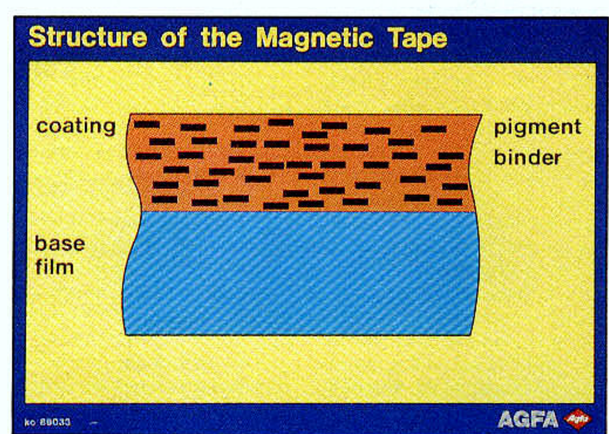


Fig. 9. – Coupe d'une bande magnétique : sur un support souple (ici représenté en bleu) sont couchées des aiguilles magnétiques orientées (bâtonnets noirs) noyées dans un liant (marron).

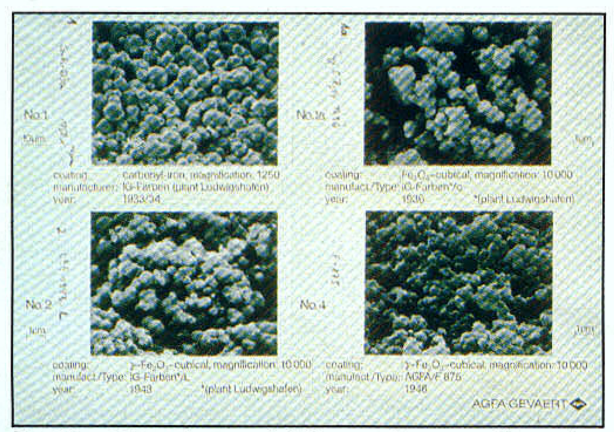


Fig. 10. – Prises de vue, réalisées au microscope électronique sous une incidence de 30°, montrant l'évolution s'agissant de la réduction de la taille des particules (toutes de type cubique) et de l'augmentation de la densité dans la couche :

– Sur la vue 1 (en haut à gauche), avec des particules magnétiques au fer carbonyle de 1934 (grossissement : 1 250).
– Sur la vue 1a (en haut à droite), les particules datent de 1936 et le bord réalisé est déjà considérable en ce qui concerne la grosseur des particules (grossissement : 10 000, comme pour les photos suivantes).
– Sur les vues 3 (en bas à gauche) et 4 (en bas à droite), des bandes qui remontent respectivement à 1943 et à 1948.

était trop faible pour les basses vitesses de défilement et pour les hautes fréquences.
Ces difficultés entraînèrent des recherches d'alternatives qui aboutirent au cours des années 50 à une nouvelle forme de particules, en forme d'aiguille, d'où leur qualificatif d'aciculaires (**fig. 11 et 12**).
Toutefois, un nouvel obstacle apparut : les aiguilles d'oxyde ne pouvaient pas, comme on l'aurait souhaité, être mises en forme compacte. Tout naturellement, on a alors essayé de mélanger des particules cubiques et aciculaires. C'était encore loin d'être parfait. Jusqu'à ce que l'on arrive à un coup de maître.
Ce fut réalisé en faisant passer la couche magnétique, encore à l'état liquide avant séchage sur le support, à travers un champ magnétique intense. On obtint ainsi une orientation, mécanique et magnétique, des particules d'oxyde aciculaires tout en augmentant considérablement la densité.
Quand on parle actuellement d'une bonne bande magnétique, ses caractéristiques ne consistent pas en courbes d'hystérésis, en vues d'états de surface ou encore de particules d'oxyde. Il existe, en effet, des techniques de mesure qui traitent des caractéristiques audio et vidéo des bandes magnétiques ; et l'on peut déduire de ces mesures si la bande a une bonne qualité électroacoustique ou non. Une douzaine de mesures environ sont nécessaires. Mais une description détaillée, par exemple pour une bande de studio moderne, nécessite plus de 100 mesures différentes. Une partie de ces mesures permet d'établir une représentation graphique, à partir de laquelle les techniciens peuvent déterminer les caractéristiques de la bande. Un simple coup d'œil sur les courbes permet de déterminer un grand nombre de possibilités d'utilisation, variables avec la valeur du courant de polarisation (prémagnétisation).
De ces courbes, deux données fournissent la plus simple description de la qualité. La première est le niveau maximal de modulation, c'est-à-dire, plus simplement, le niveau de lecture le plus élevé. La seconde est le bruit de fond de la bande, qui détermine le niveau le plus faible susceptible d'être enregistré. L'écart entre niveau maximal de modulation et le bruit de fond est souvent appelé dynamique, qui est donc l'écart possible entre le niveau de lecture des passages les plus forts et les passages les plus faibles de la bande magnétique.
C'est malheureusement de fait qu'une bande magnétique traite plus ou moins bien les fréquences basses et les fréquences élevées, les fréquences élevées étant intrinsèquement les plus critiques. Le développement de la bande magnétique devait également tendre à réduire au minimum cette différence.
La dynamique de la première bande au fer carbonyle de 1934 était de l'ordre de 40 dB pour les fréquences basses et d'environ 30 dB pour les fréquences élevées.

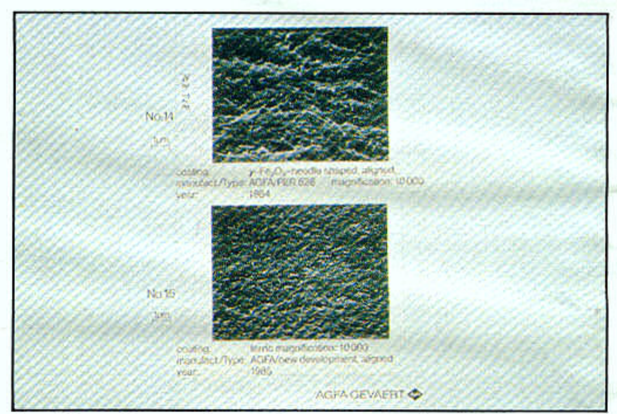


Fig. 11. – Comme figure 10, mais avec des bandes récentes (grossissement : 10 000) :
– En haut, bande au Fe_2O_3-γ de 1984.
– En bas, bande ferrique de 1985.

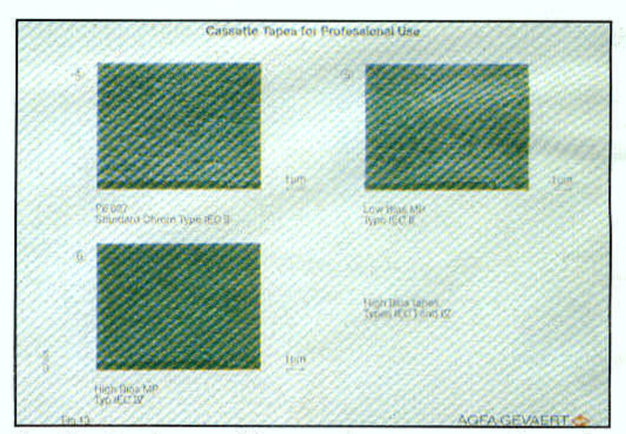


Fig. 12. – Bandes magnétiques modernes pour cassettes professionnelles :
– En haut, à gauche, bande au dioxyde de chrome (CEI II) et, à droite, bande au dioxyde de chrome améliorée (CEI II).
– En bas, bande à particules métalliques (CEI IV).
Toutes ces vues de bande ont un grossissement de 10 000.

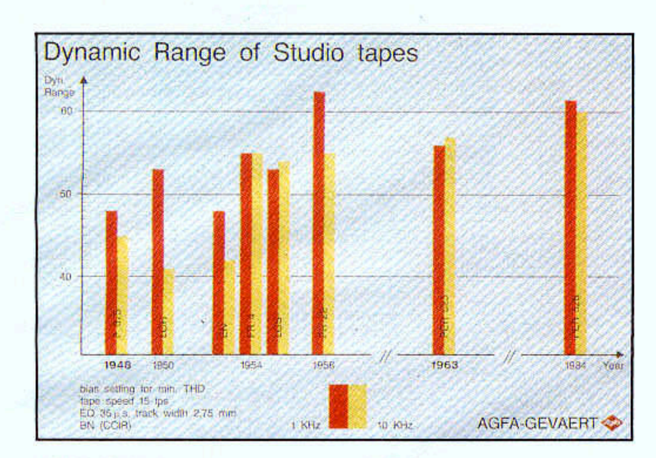


Fig. 13. – Evolution de la dynamique de la bande magnétique entre 1948 et 1984 : en rouge à 1 kHz et en jaune à 10 kHz. On comparera ces résultats à ceux de la bande fer carbonyle de 1934 : 40 dB à 1 kHz et 30 dB à 10 kHz.

Nous sommes parvenus au début de cette décennie à une conception de bande permettant d'atteindre une dynamique de 60 dB pour les hautes fréquences et offrant un niveau de modulation élevé sur une large bande passante. D'autres types de bandes permettent de gagner encore quelques dB, mais avec les bandes audio analogiques actuelles, on a atteint une limite certaine (**fig. 13**).

Du côté de la technique des appareils, on peut attendre des améliorations substantielles, telles que, les systèmes réducteurs de bruit de fond et les nouvelles techniques numériques qui requièrent, cependant, d'autres exigences pour la bande magnétique et, en particulier, des conceptions de bande spéciales. De ce point de vue, il est à prévoir dans le futur des développements pour la bande magnétique, développements adaptés aux nouvelles possibilités de la technique des appareils et de l'électroacoustique. Et malgré tout, le vieux principe des têtes magnétiques et de la bande magnétique qui passe en frottant sur celles-ci continuera à exister pour tous les nouveaux appareils faisant appel à la technique de la bande magnétique.

Et l'idée, géniale, de cette invention, a manifestement une importance et une portée telles qu'elle peut encore engendrer des évolutions nouvelles surprenantes.

Nous verrons dans le prochain numéro du *Haut-Parleur* quelles sont les tendances actuelles s'agissant de la bande magnétique et de son avenir.

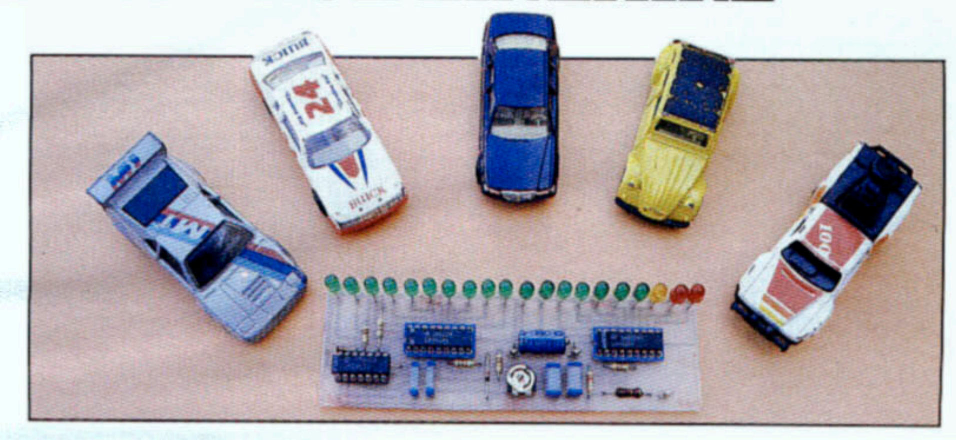
CH. PANNEL

REALISATION Flash

COMPTE-TOURS ELECTRONIQUE A AFFICHAGE LINEAIRE

A QUOI ÇA SERT ?

Bien que l'électronique soit de plus en plus présente en automobile, un certain nombre de véhicules, pas nécessairement de bas de gamme d'ailleurs, ne sont pas équipés d'un compte-tours électronique.
Notre montage permet de compenser cette lacune et, plutôt que d'afficher le nombre de tours moteur sur un classique galvanomètre, il offre un affichage sous forme d'une rangée de 20 diodes électroluminescentes.
Sa résolution est variable et dépend principalement du régime maximal de votre moteur. En effet, si N est ce régime, la résolution du montage est donnée par la relation N/20 puisque le nombre de LED est invariable. Sur une voiture de tourisme classique dont le régime moteur maximal se situe aux environs de 6 000 tours/minute, on obtient ainsi une résolution de 300 tours par LED, ce qui est plus que suffisant.



LE SCHEMA

La façon la plus simple de mesurer la vitesse de rotation d'un moteur à explosion consiste tout simplement à déterminer la fréquence des allumages des bougies, ce qui s'obtient très facilement en prélevant la tension présente aux bornes du rupteur.
Cette mesure de fréquence peut être réalisée de deux façons : avec un fréquencemètre « tout numérique », ce qui est bien luxueux pour un résul-

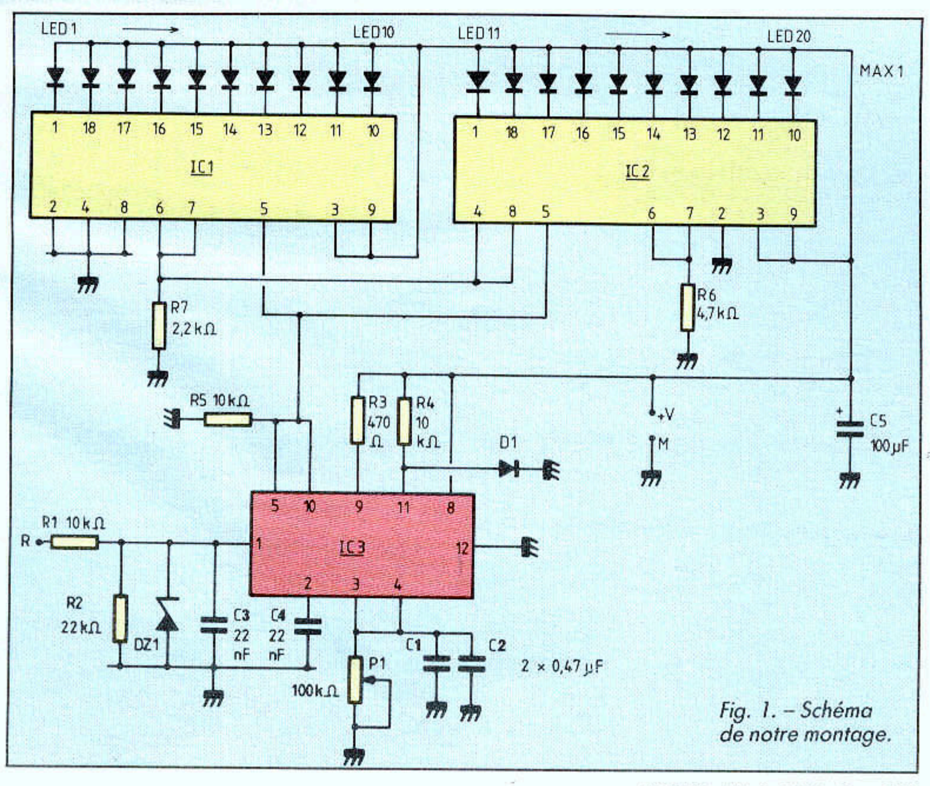


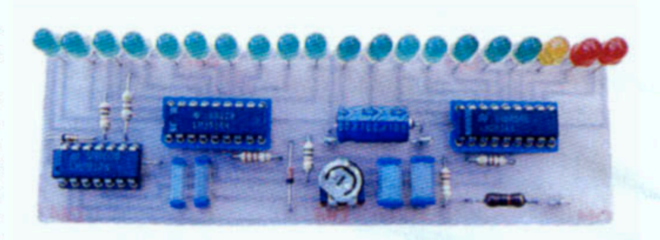
Fig. 1. – Schéma de notre montage.

COMPTE-TOURS ELECTRONIQUE A AFFICHAGE LINEAIRE

tat qui n'a pas besoin d'être connu avec exactitude, ou avec un fréquencemètre analogique, ce qui est le cas de tous les compte-tours actuels.
Notre montage fait appel à cette dernière technique mais remplace le galvanomètre par une rangée de 20 LED pilotées par les célèbres LM 3914 de National Semiconducteur.
Le schéma se révèle être très simple puisque trois circuits intégrés seulement y sont utilisés. Le LM 2917 se charge de la conversion fréquence/tension des impulsions prélevées aux bornes du rupteur ; impulsions atténuées et écrêtées par R_1, R_2 et la Zener DZ_1. La sortie du LM 2917 est reliée à deux LM 3914 montés en cascade selon un schéma désormais classique.
Cette façon de faire permet de disposer de 20 LED pour l'affichage et d'offrir ainsi une résolution raisonnable.
Le rapport de conversion fréquence/tension est fixé par les éléments passifs associés au LM 2917 mais peut être ajusté grâce à P_1 afin de convenir à tous les types de moteurs (de 2 à 6 cylindres).

LE MONTAGE

Un circuit imprimé relativement long est nécessaire si l'on veut lui faire supporter les 20 LED, que nous avons choisies de 5 mm de diamètre pour disposer d'une bonne lisibilité.
L'approvisionnement des composants ne pose aucun problème, car les éléments utilisés sont très classiques. En cas de difficulté avec le LM 2917, sachez qu'il y en a chez Magnétic France (11, place de la Nation, 75011 Paris). Le choix du nombre de LED de chaque couleur dépendra des caractéristiques du moteur du véhicule et de la résolution du compte-tours. Si vous n'êtes pas un habitué des sur-régimes (ce dont votre moteur vous remercie d'ailleurs), une ou deux LED rouges en fin d'échelle suffisent. Si vous voulez faire comme les « vrais » compte-tours, faites-les précéder d'une LED orange qui indiquera le régime utilisable en cas de besoin.
Le fonctionnement du montage est immédiat et le réglage de P_1 ne présente aucune difficulté. Il suffit en effet de relier l'entrée rupteur du compte-tours à un transformateur délivrant environ 6 V alternatifs au secondaire. Ce 50 Hz correspond à 1 500 tours/ minute pour un moteur quatre cylindres et 1 000 tours/ minute pour un moteur six cylindres. Ajustez donc P_2 en conséquence.
Le fonctionnement est assuré, en principe, sur la majorité des véhicules. Nous ne pouvons cependant pas le garantir dans tous les cas car certains systèmes d'allumage n'utilisent plus de rupteur mais des capteurs magnétiques dont les caractéristiques de sortie nous sont malheureusement inconnues.
Avant de décider d'équiper votre voiture de notre montage, prenez donc la précaution de vérifier ce point (en demandant à votre garagiste si nécessaire).



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC_1, IC_2 : LM 3914
IC_3 : LM 2917
DZ_1 : Zener 4,7 V, 0,4 W, par ex. BZY88C4V7
D_1 : 1N 914 ou 1N 4148
LED_1 à LED_{20} : LED de 5 mm (vertes, oranges, rouges) (voir texte)

Résistances 1/2 ou 1/4 de W 5 %

R_1, R_4, R_5 : 10 kΩ
R_2 : 22 kΩ
R_3 : 470 Ω
R_6 : 4,7 kΩ
R_7 : 2,2 kΩ

Condensateurs

C_1, C_2 : 0,47 μF mylar
C_3, C_4 : 22 nF céramique ou mylar C_5 : 100 μF 25 V

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable pour CI de 100 kΩ, supports (éventuellement) : 2 × 18 pattes, 1 × 14 pattes

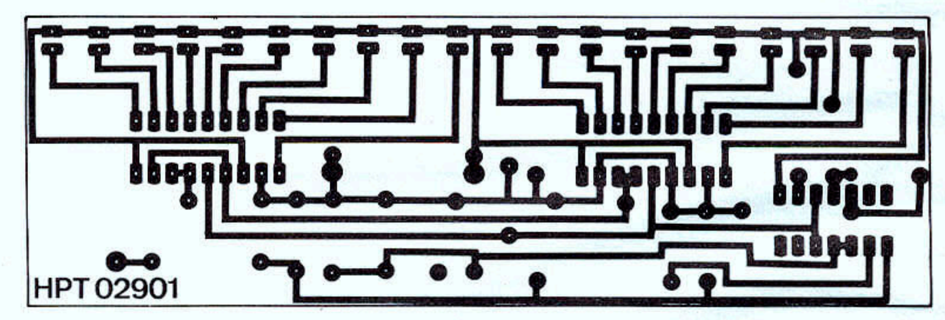


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

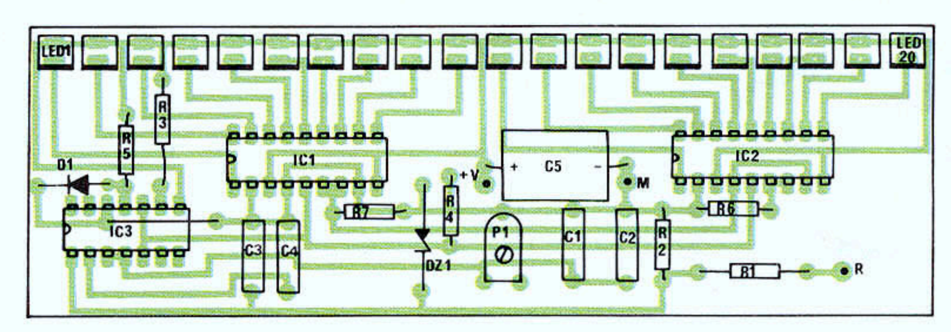


Fig. 3. – Implantation des composants.

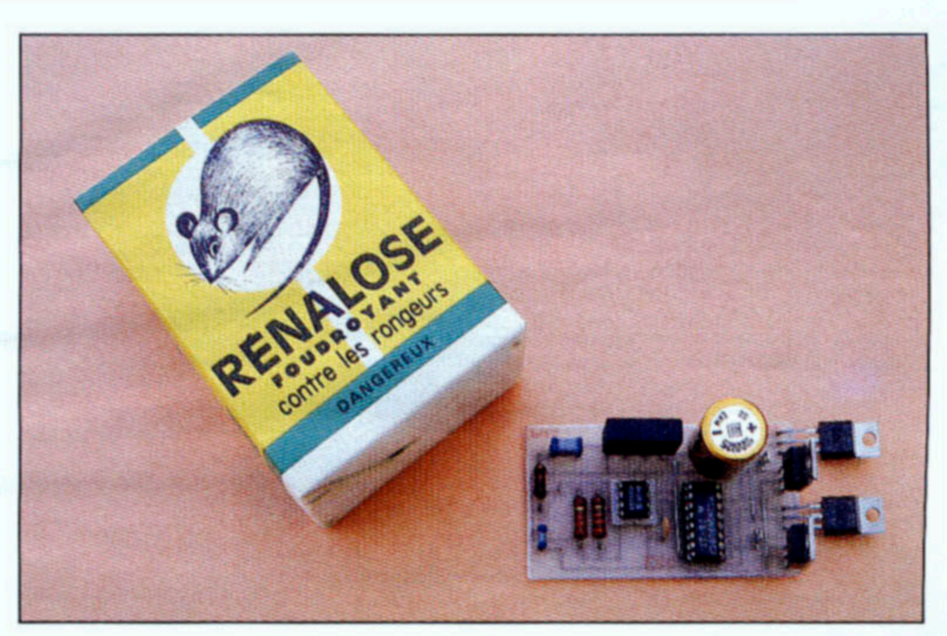
REALISATION *Flash*

UN CHASSEUR DE RATS A ULTRASONS

A QUOI ÇA SERT ?

Depuis quelque temps déjà, un certain nombre d'appareils ont été mis sur le marché pour se débarrasser des rats et souris sans aucun poison, mais en utilisant l'effet répulsif qu'ont (ou qu'auraient) les ultrasons sur ces charmants rongeurs.

Le montage que nous vous proposons de réaliser aujourd'hui est destiné à cet usage, et vous permettra donc de constater, *de visu*, l'effet des fréquences ultrasonores sur ces bestioles pour peu, bien sûr, qu'il y en ait chez vous. L'auteur de ces lignes aurait bien aimé vous faire part de son expérience personnelle mais, malheureusement, il n'a trouvé ni rat ni souris propre à lui offrir une oreille attentive !



LE SCHEMA

La réalisation d'un générateur ultrasonore de puissance est à la portée de tous, au point qu'il ne serait même pas nécessaire d'en faire un montage flash si c'était si simple. En fait, les spécialistes nous ont assuré que les rats s'habituaient relativement vite à une fréquence fixe, au point de rendre les générateurs de ce type tout à fait inefficaces au bout de quelque temps. Nous avons donc conçu un générateur qui délivre un signal variant en permanence et très rapidement de 20 kHz à 30 kHz environ.

Malgré cela, notre schéma reste fort simple comme vous pouvez le constater et repose sur un modeste 555 dont, pour une fois, on exploite

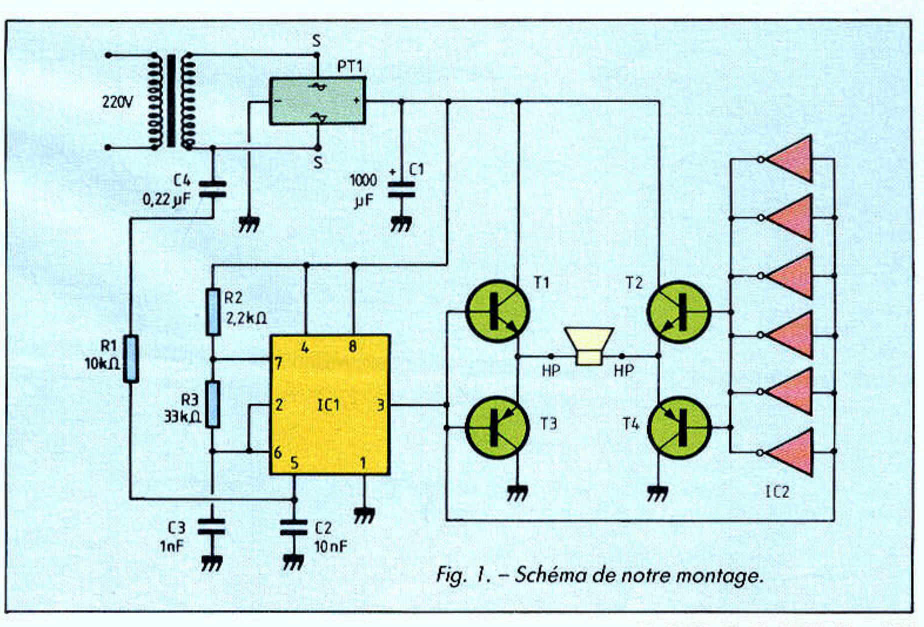


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

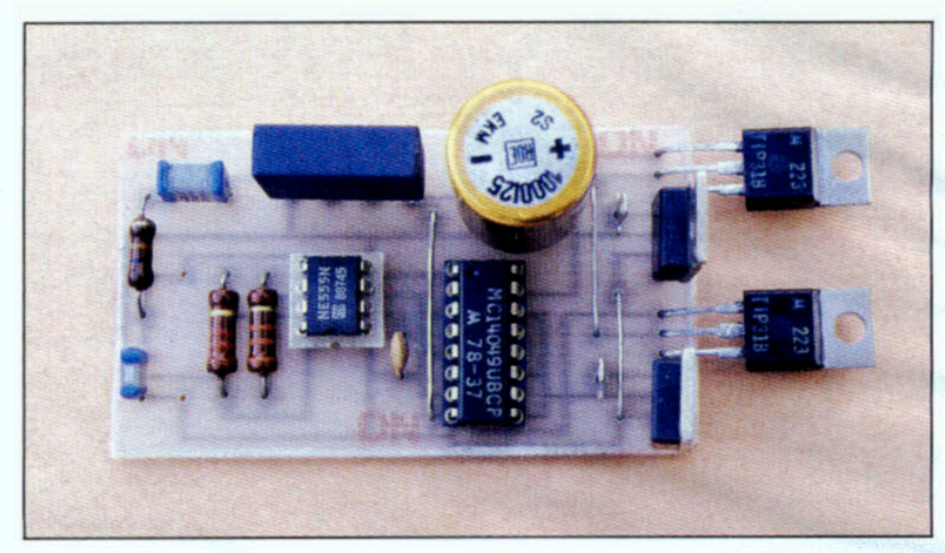
l'entrée de modulation (vous savez, la fameuse patte 5 qui est toujours reliée à la masse par un 10 nF).

Notre 555 est donc monté en oscillateur astable à 20 kHz grâce au choix des composants passifs qui l'entourent mais, comme son entrée de modulation reçoit un signal à 50 Hz provenant du transformateur d'alimentation de l'ensemble, cette fréquence varie en fait 50 fois par seconde de 20 kHz à 30 kHz environ. Le tour est joué.

Le signal de sortie attaque un montage en pont de quatre transistors de puissance, soit directement, soit après inversion de phase réalisée au moyen de six inverseurs CMOS montés en parallèle pour disposer de plus de courant de sortie.

Compte tenu des fréquences de travail utilisées et afin d'assurer un fonctionnement optimal de l'étage de sortie, le transducteur utilisé est un vulgaire tweeter piézoélectrique que vous choisirez le moins cher possible car on ne lui demande pas ici de faire de la HiFi.

Le montage devant fonctionner en permanence, une alimentation secteur très classique a été prévue. La consommation de l'ensemble est très faible et ne grèvera pas votre budget EDF.



LE MONTAGE

Le montage ne présente aucune difficulté, pas plus d'ailleurs que l'approvisionnement des composants.

Les transistors de puissance seront montés sur un petit radiateur, constitué par un ou deux rectangles d'alu ou de dural de quelques centimètres carrés. Pour éviter les accessoires d'isolement, vous pouvez plier les transistors comme sur notre maquette et les monter deux par deux sur des radiateurs isolés entre eux et isolés du boîtier, au moins en ce qui concerne celui de T_1/T_2. Rien ne vous interdit bien sûr de mettre les quatre transistors sur le même radiateur en utilisant les classiques mica et rondelles d'isolement.

Comme nous l'avons dit ci-avant, utilisez un tweeter piézo. En effet, le montage fonctionne aussi avec des tweeters classiques, mais ces derniers demandent plus de puissance de commande, ce qui peut arriver à faire onduler un peu la tension d'alimentation, ce qui se traduit par un ronronnement audible. De plus leur bande passante dans l'extrême aigu est généralement moins étendue que celle de leurs concurrents piézo.

Il ne vous reste plus qu'à trouver un rat, à le placer devant le montage et à mettre sous tension pour voir l'effet produit !

C. TAVERNIER

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC_1 : 555
IC_2 : 4049 CMOS
T_1, T_2 : TIP 31 ou équivalents
T_3, T_4 : TIP 30 ou équivalents
PT_1 : pont moulé 100 V 2 A

Résistances 1/2 ou 1/4 /W, 5 %

R_1 : 10 kΩ
R_2 : 2,2 kΩ
R_3 : 33 kΩ

Condensateurs

C_1 : 1 000 µF 25 V radial
C_2 : 10 nF céramique ou mylar
C_3 : 1 nF céramique
C_4 : 0,22 µF mylar

Divers

HP : tweeter piézo (voir texte)
Supports (facultatifs) 1 × 16 pattes, 1 × 8 pattes
Transformateur 220 V, 12 V, 24 VA environ

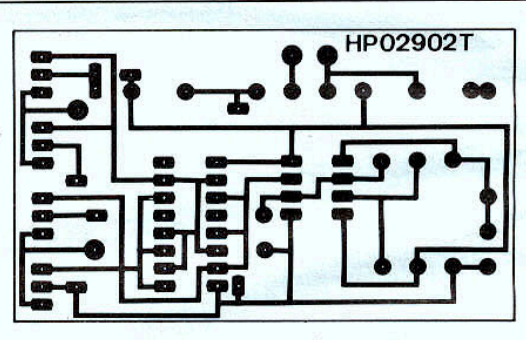


Fig. 3. – Implantation des composants.

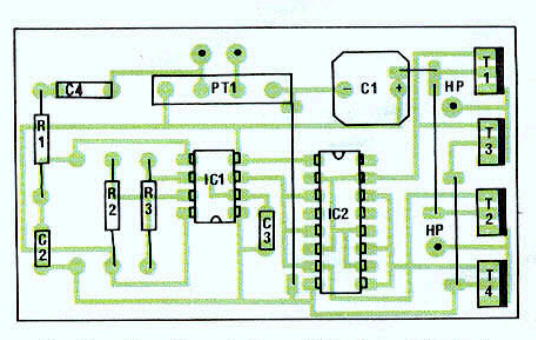
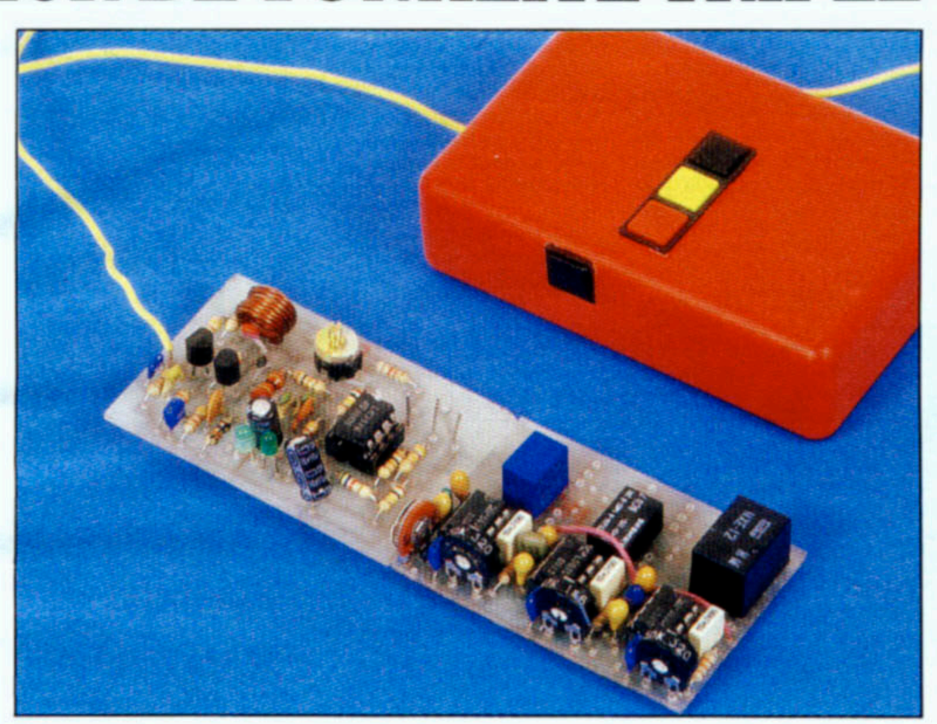


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

REALISATION *Flash*

DECODEUR DE TONALITE TRIPLE

A QUOI ÇA SERT ?



Le décodeur de tonalité est un système capable de reconnaître une fréquence et de donner un ordre lors de la réception de cette fréquence. Celui que nous proposons ici est un modèle triple, capable de reconnaître trois fréquences. Le décodeur peut être installé en sortie du récepteur à superréaction décrit dans notre numéro précédent, ou en sortie de magnétophone, d'ampli téléphonique pour une télécommande par bande magnétique ou par téléphone. En installant en amont un micro avec son préampli, on réalise une télécommande musicale réagissant au son d'une flûte...



LE SCHÉMA

Le décodeur est triple, mais, comme le schéma est identique pour les trois fréquences, nous ne l'avons pas reproduit trois fois. Le circuit utilisé est un LM, XR, NE 567, un modèle classique. Vous pouvez éventuellement utiliser une version à faible consommation comme le XR L567, ces versions ayant toutefois l'inconvénient d'un courant de sortie plus faible. Le circuit intégré étant spécifique, il s'utilise en général en suivant les recommandations du fabricant. Nous usons ici d'une astuce personnelle que vous ne trouverez pas dans les notes d'applications, elle consiste à relier deux condensateurs à la broche 2, ce qui rend le verrouillage du détecteur indépendant des fluctuations de tension provoquées par la consommation du relais lorsque le montage fonctionne sur piles. La fréquence est dé-

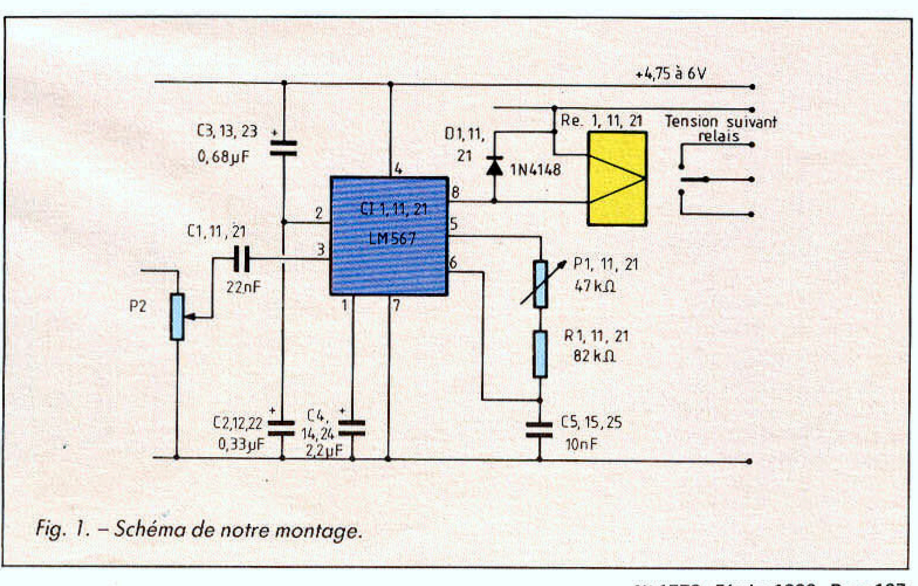


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

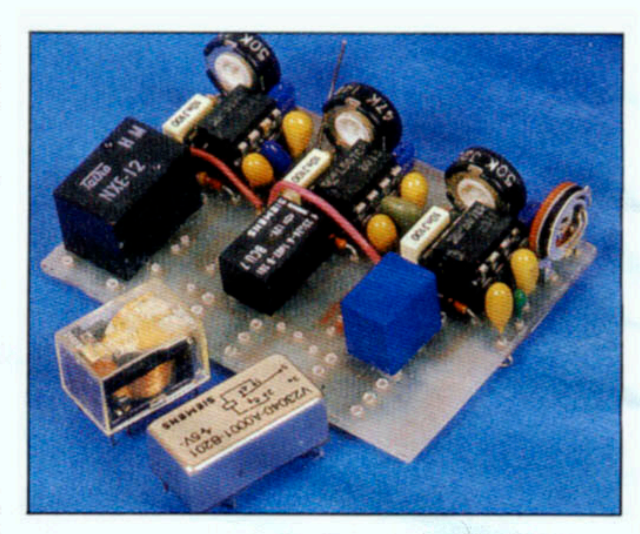
DECODEUR DE TONALITE TRIPLE

terminée par le réseau P_1, R_1, C_5 : $F_o = 1/R \times C_5$, R étant la somme $P_1 + R_1$. Le signal d'entrée est ajusté par P_1. Le montage est plus sélectif avec une basse tension d'entrée (environ 30 mV). La tension d'alimentation des relais peut être séparée de celle du décodeur, on peut utiliser des relais 12 V et installer, entre cette alimentation et la ligne allant aux bornes 4 de CI 1, un régulateur 5 V. Lorsque le décodeur reçoit un signal à la fréquence d'accord de l'oscillateur du CI (sur la borne 5 on a un signal carré à la fréquence d'accord), la sortie passe à 0.

REALISATION

Le circuit imprimé a été conçu pour réunir trois filtres, chacun sera réglé à une fréquence différente. Les trois fréquences seront choisies à l'intérieur d'une octave, le circuit est en effet sensible aux harmoniques. Les condensateurs sont au tantale, ce qui permet d'avoir des dimensions réduites. Nous avons conçu le circuit imprimé pour recevoir différents types de relais, on respectera l'emplacement des bobines. Certains relais, comme le P_1 de Siemens, ont des sorties symétriques ; attention, une inversion des contacts peut entraîner des difficultés de fonctionnement.

Nous avons, par ailleurs, prévu le remplacement du relais R_{11} par un relais bistable à deux bobines (Siemens P_1 ou D_1), le relais R_1 étant alors omis. Un cavalier alimentera la seconde bobine. Le réglage se fait à l'aide d'un générateur AF, on injecte une tension, on règle la fréquence par l'un des potentiomètres ajustables. Si vous n'avez pas besoin de tous les canaux, vous pouvez amputer le circuit imprimé de la partie inutilisée.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

R_1, R_{11}, R_{21} : 82 kΩ

Condensateurs

C_1, C_{11}, C_{21} : 22 nF MKT 5 mm
C_2, C_{12}, C_{22} : 0,33 µF tantale goutte 10 V
C_3, C_{13}, C_{23} : 0,68 µF tantale goutte 10 V
C_4, C_{14}, C_{24} : 2,2 µF tantale goutte 10 V
C_5, C_{15}, C_{25} : 10 nF MKT 5 mm

Semi-conducteurs

CI_1 : Circuit intégré LM, NE, XR 567
D_1, D_{11}, D_{21} : diode silicium 1N 4148

Divers

P_1, P_2, P_{11}, P_{21} : potentiomètre ajustable vertical 47 kΩ
Re_1, Re_{11}, Re_{21} : relais type P_1, D_1 Siemens, Taïko NXE, Oucsh original, etc. Type monostable ou bistable à deux bobines (Re_{11}). Tension suivant l'utilisation : 5 ou 12 V.

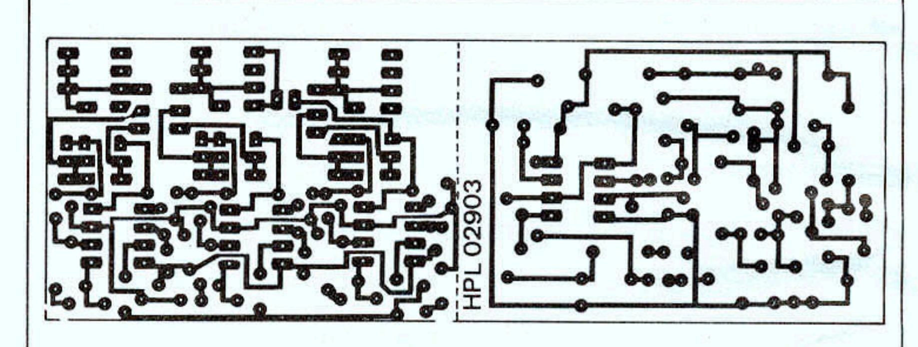


Fig. 2. – Circuit imprimé, côté cuivre, échelle 1.

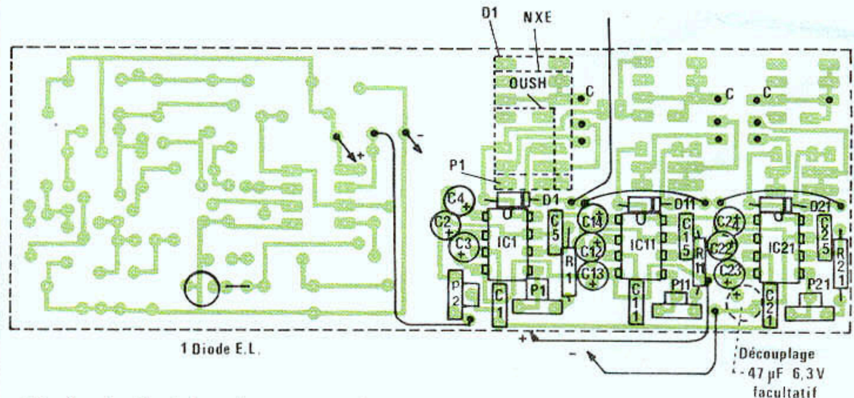


Fig. 3. – Implantation des composants.

REALISATION *Flash*

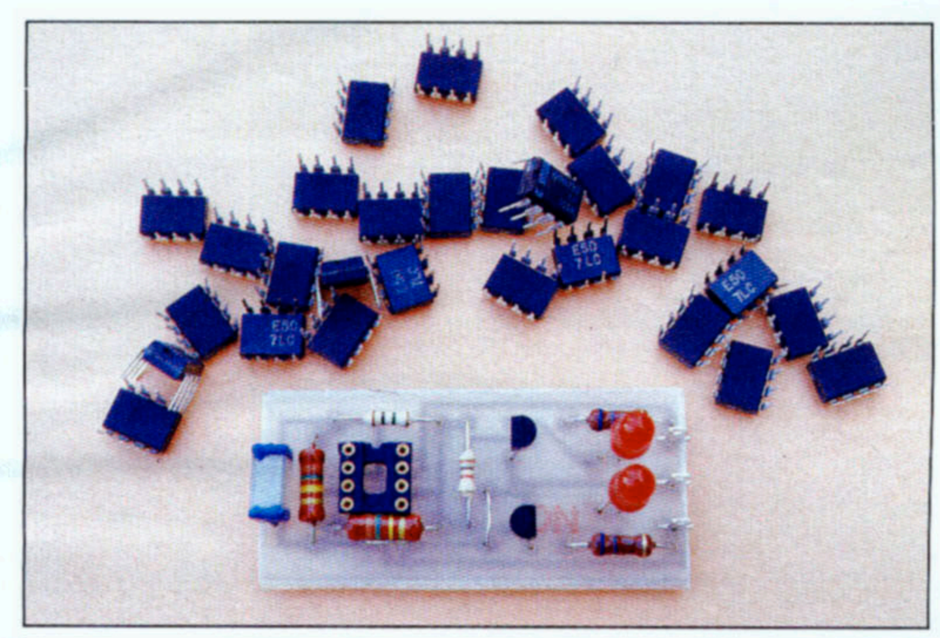
TESTEUR D'AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

A QUOI ÇA SERT ?

Les amplificateurs opérationnels sont de plus en plus fréquemment utilisés dans les montages électroniques, ce qui est tout à fait normal compte tenu de leurs performances remarquables et de leur coût très faible. Certains d'entre eux, que nous hésitons à qualifier de bas de gamme tant ils sont déjà performants, coûtent en effet à peine plus cher qu'un simple transistor.

Bien que la fiabilité de ces circuits intégrés soit excellente, il arrive que certains d'entre eux soient défectueux, pour plusieurs raisons : d'une part les fabricants ne testent pas l'intégralité de la production mais procèdent par des moyens statistiques, d'autre part il arrive souvent que l'on réutilise plusieurs fois le même circuit, surtout lorsque l'on fait des expérimentations.

Notre montage permet, en quelques secondes, de déterminer si un amplificateur opérationnel est en état de marche ou non. Bien sûr, il ne peut effectuer un test complet de tous les paramètres, mais l'expérience montre que lorsqu'un ampli est défectueux c'est en général du type tout ou rien. Notre testeur ne laisse donc planer qu'une très faible incertitude.



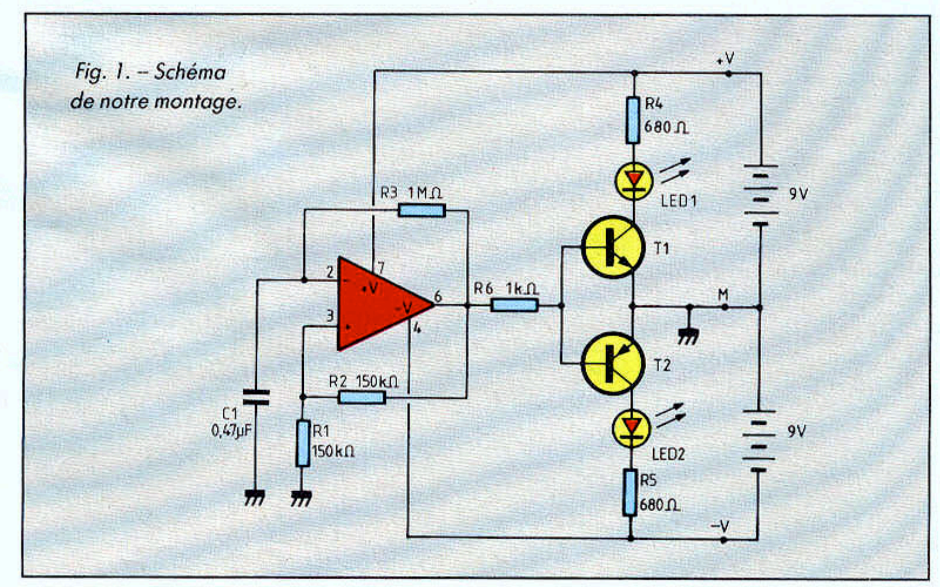


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

LE SCHEMA

Le principe utilisé est fort simple. L'amplificateur à tester est monté en oscillateur astable à très basse fréquence,

TESTEUR D'AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

comme vous pouvez le constater à l'examen de la figure.

Pour ce faire, on reboucle sa sortie sur son entrée non inverseuse afin de lui conférer une caractéristique de trigger de Schmitt, tandis que cette même sortie revient sur l'entrée inverseuse, elle-même connectée à un condensateur.

L'ampli oscille ainsi à une fréquence déterminée par la valeur des éléments utilisés et génère sur sa sortie des signaux rectangulaires d'amplitude crête à crête proche de la tension d'alimentation.

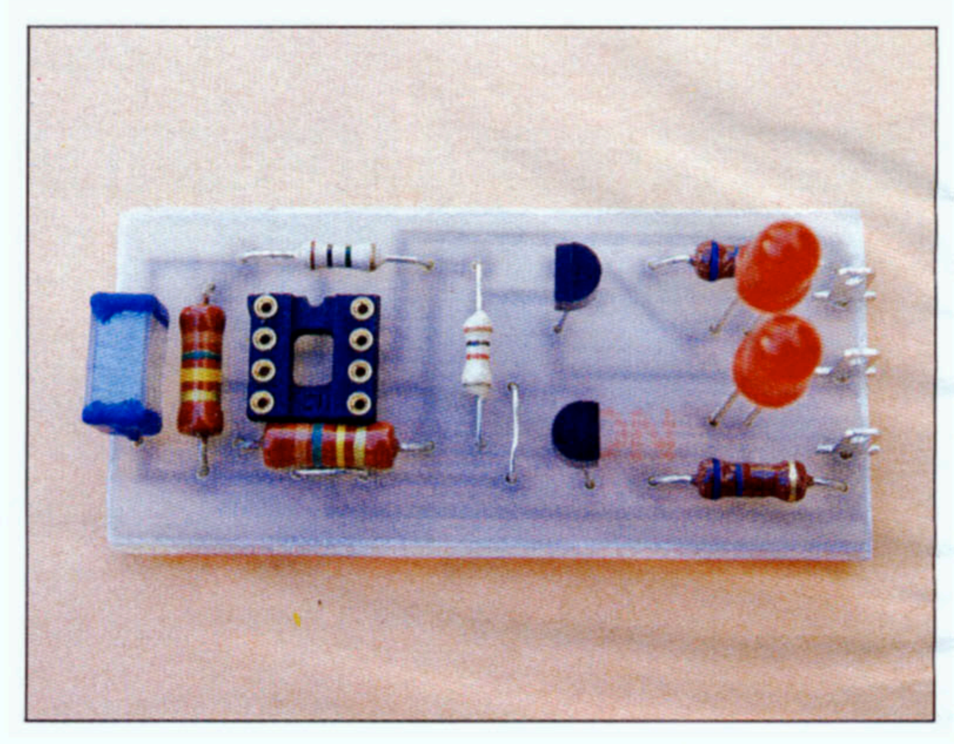
Afin de ne pas nécessiter d'appareil de mesure, nous avons choisi de faire osciller l'amplificateur à très basse fréquence, ce qui nous permet, grâce à T_1 et T_2, de commander deux LED qui clignotent donc en alternance au rythme de cette oscillation (période d'environ 1/2 s).

Si vous avez l'habitude des amplis opérationnels, vous pouvez vous demander la raison d'être des transistors puisque le courant de sortie de certains d'entre eux est suffisant pour commander directement les LED. En fait, nous avons voulu permettre le test de tous les amplis du marché, ce qui nous a amené à amplifier ce courant de sortie.

LE MONTAGE

Le montage ne présente évidemment aucune difficulté tant le schéma est simple. L'alimentation est confiée à deux piles de 9 V, qui auront une très longue durée de vie puisqu'elles ne débitent que pendant la durée du test.

Nous avons représenté sur notre schéma un support pour boîtier DIL 8 pattes contenant un seul ampli. Cela correspond bien évidemment à nombre de circuits présents sur le marché mais ne peut couvrir tous les besoins. Il est donc judicieux de prévoir soit des bouchons adaptateurs, soit des fils munis de grippe-fils miniatures pour tester les boîtiers à multiples amplis par exemple ou les boîtiers autres que DIL.



L'utilisation du montage est fort simple. En présence d'un ampli en bon état, les LED clignotent à tour de rôle à une fréquence de 2 Hz environ.

Tout autre comportement indique une défectuosité de l'ampli qui doit alors être mis au rebut. ■

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

T_1 : BC107, 108, 109, 547, 548, 549
T_2 : BC327, 328, 329, 557, 558, 559
LED1, LED2 : LED quelconques

Résistances 1/2 ou 1/4 W, 5 %

R_1, R_2 : 150 kΩ
R_3 : 1 MΩ
R_4, R_5 : 680 Ω
R_6 : 1 kΩ

Condensateur

C_1 : 0,47 µF Mylar

Divers

Support de test pour l'ampli (voir texte)

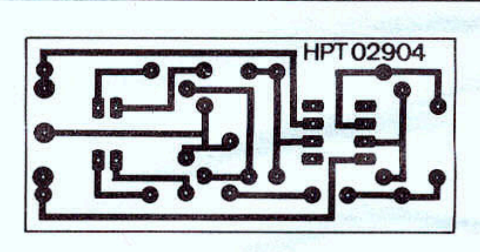


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

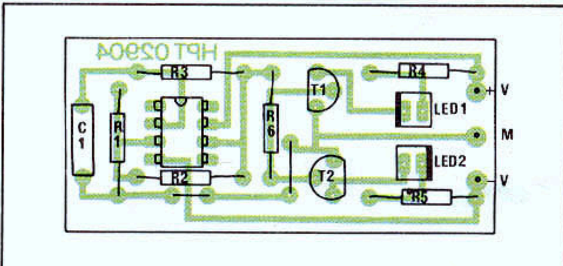


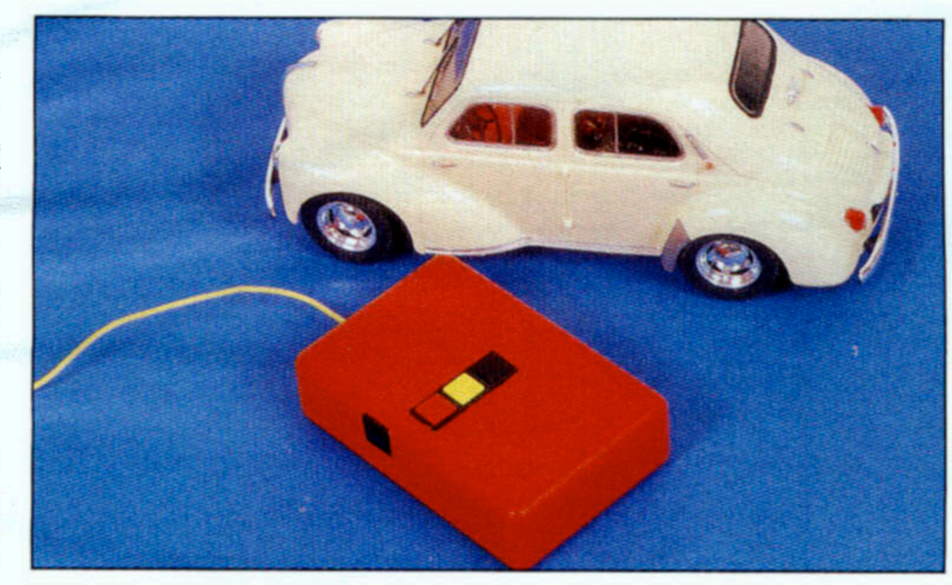
Fig. 3. – Implantation des composants.

REALISATION *Flash*

EMETTEUR DE TELECOMMANDE MULTITONALITE

A QUOI ÇA SERT ?

Cet émetteur est destiné à télécommander toute application domestique, jouet, modèle réduit, appareil photo ou autre. Le modèle proposé est prévu pour trois ordres mais nul ne vous empêche de multiplier le nombre des commandes possibles. Il utilise un système d'émission de tonalités qui seront détectées par des circuits spécifiques.



LE SCHEMA

Le schéma se divise en deux sections, à gauche, le générateur de tonalités, à droite, l'étage oscillateur. Le générateur de tonalités utilise un circuit intégré bien connu : le

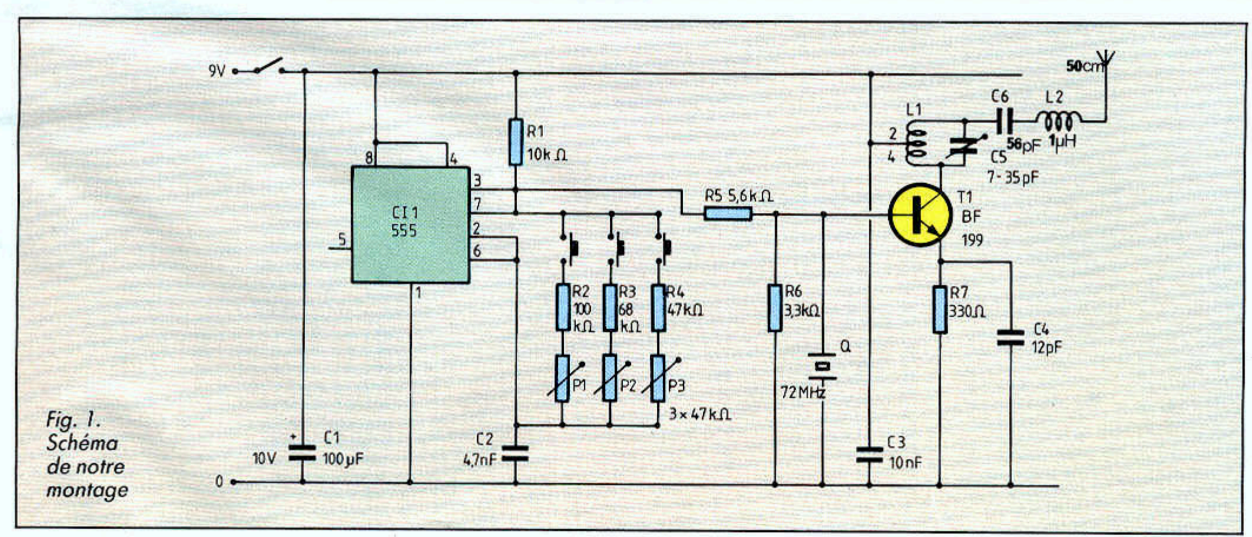


Fig. 1. Schéma de notre montage

EMETTEUR DE TELECOMMANDE MULTITONALITE

NE 555. Il est monté en oscillateur astable. La fréquence se commute par trois poussoirs associés aux trois résistances. La fréquence est ajustée par les potentiomètres P_1 à P_3 en fonction de celle des décodeurs installés dans le récepteur, et se calcule suivant la formule classique du 555 : $f = 1{,}46/(Ra + 2\ Rb)\ C$, $Ra = R_1$, $Rb = R_2, R_3, R_4$ + la valeur du potentiomètre, $C = C_2$. La tension de base du transistor T_1 est prise en sortie du 555. L'oscillateur sera donc commuté au rythme du générateur. D'où une modulation en amplitude en tout ou rien.
L'oscillateur est piloté par un quartz taillé pour une résonance dans la bande des 72 MHz, utilisée en télécommande de modèles réduits ; on trouvera ces quartz chez les spécialistes du modèle réduit et notamment chez Lextronic. Le circuit accordé de sortie se règle pour que l'oscillation ait lieu à la bonne fréquence, la taille de ces quartz est telle que des oscillations peuvent exister à des fréquences autres que celle indiquée sur le composant. Le circuit L_2, C_6 permet un accord de l'antenne.



REALISATION

Le circuit imprimé a été prévu pour une installation dans un petit coffret en matière plastique. Point délicat de la réalisation : le bobinage L_1. Il est réalisé en fil de cuivre émaillé de 0,8 mm de diamètre, 6 spires bobinées sur un foret de 8 mm de diamètre. Une prise intermédiaire est pratiquée aux 2/3 du bobinage. Trois poussoirs sélectionnent les fréquences, l'interrupteur général peut être remplacé par un poussoir que l'on manipulera en même temps que l'autre, on peut également utiliser des éléments à deux circuits afin d'établir simultanément l'alimentation et le contact déterminant la fréquence. Le réglage de C_5 se fait, récepteur en service ou en s'aidant d'un ondemètre.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 10 kΩ
R_2 : 100 kΩ
R_3 : 68 kΩ
R_4 : 47 kΩ
R_5 : 5,6 kΩ
R_6 : 3,3 kΩ
R_7 : 330 Ω

Condensateurs

C_1 : 100 µF chimique radial 10 V
C_2 : 4,7 nF MKT 5 mm
C_3 : 10 nF céramique
C_4 : 12 pF céramique
C_5 : 7-35 pF ajustable céramique
C_6 : 56 pF céramique

Semi-conducteurs

CI_1 : circuit intégré NE 555
T_1 : transistor NPN BF 199

Divers

P_1, P_2, P_3 : potentiomètre ajustable horizontal 47 kΩ
Q : quartz 72 MHz
L_1 : 6 spires fil Ø 0,8 mm, bobiné sur Ø 8 mm, prise à 4 spires
L_2 : 1 µH

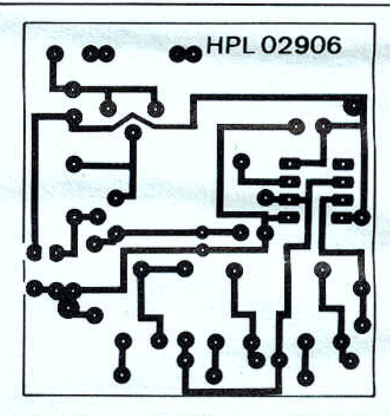


Fig. 2. – Circuit imprimé, côté cuivre, échelle 1.

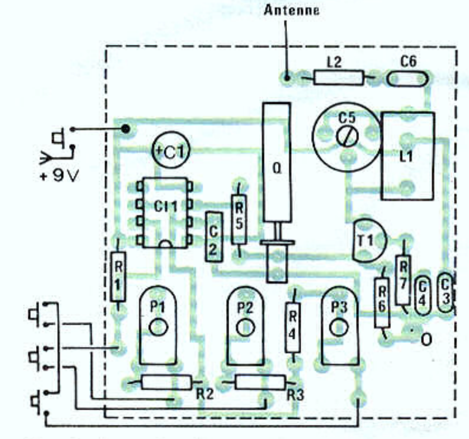
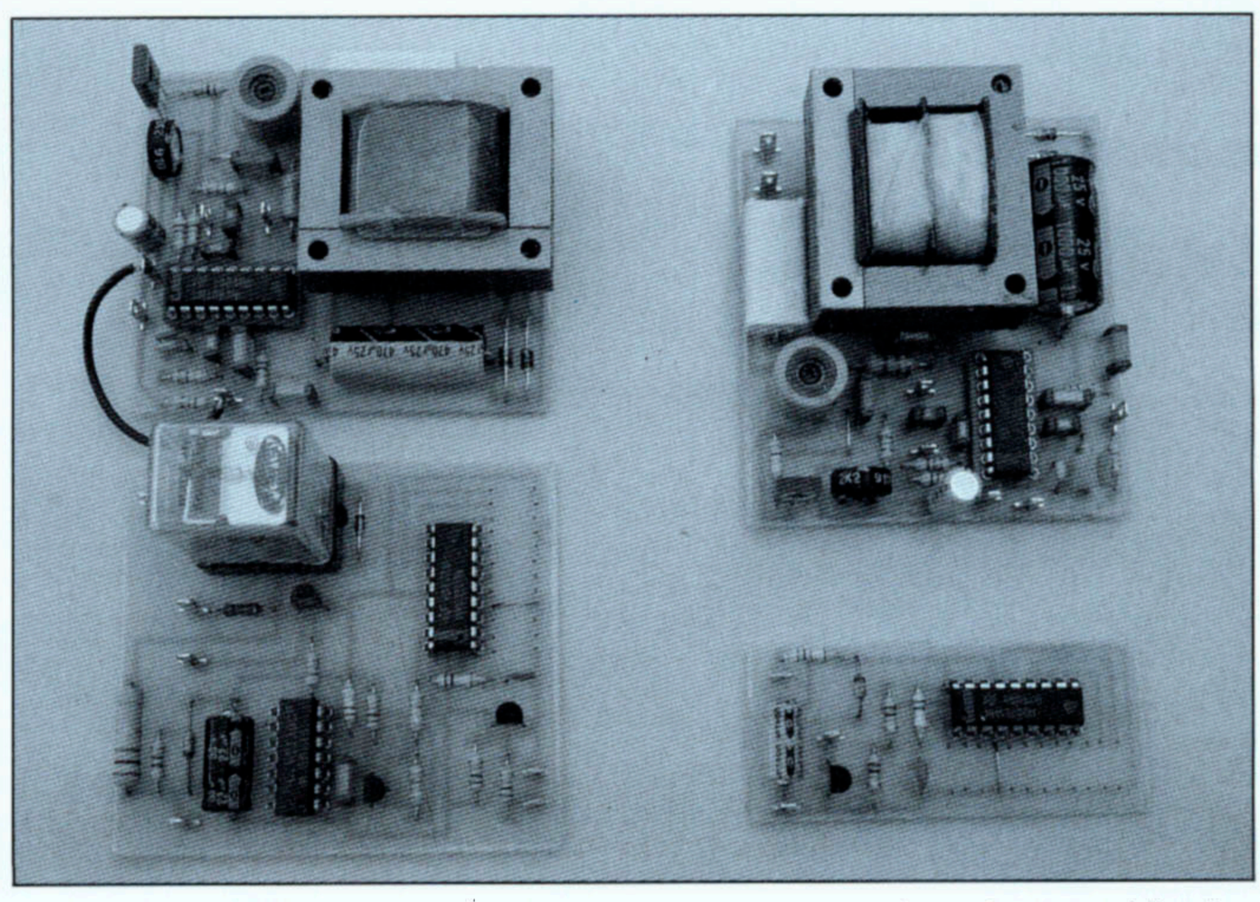


Fig. 3. – Implantation des composants.

REALISEZ

UNE TELECOMMANDE SECTEUR CODEE



Nous avons vu, dans notre numéro d'août 1989, comment transmettre des informations numériques sur le secteur EDF grâce à un module à base de LM 1893 dont nous vous avons proposé la réalisation. Dans ce même article, nous avons évoqué deux exemples d'applications avec une télécommande codée et un système de télésurveillance ou téléalarme. La réalisation que nous vous proposons aujourd'hui est la concrétisation pratique de ce premier exemple d'application. Il s'agit en effet d'une télécommande secteur codée qui peut être, à votre gré, mono ou multicanal mais qui reste dans tous les cas d'une grande sûreté de fonctionnement grâce à un système de codage simple mais performant.

▶▶▶

RAPPEL

Le synoptique de la figure 1 rappelle le principe de notre télécommande secteur tel qu'il a été exposé dans le numéro précité. Un de nos modules à base de LM 1893 est placé en émission et est précédé d'un codeur. Un ou plusieurs autres modules sont placés en réception et sont installés près des appareils à commander. Ils sont suivis chacun d'un décodeur et ne peuvent donc réagir qu'à l'ordre qui les concerne pour mettre en marche ou arrêter l'appareil qui leur est raccordé.

Compte tenu du principe de codage utilisé, que nous allons décrire dans quelques instants, il est tout à fait possible d'affecter le même code à plusieurs récepteurs, ce qui autorise ainsi la commande simultanée de plusieurs appareils disséminés aux quatre coins de la maison.

Fig. 1. – Utilisation de nos modules pour réaliser une télécommande à plusieurs canaux.

LE MM 53200 DE NS

Sous ce nom barbare se cache un boîtier de circuit intégré MOS à 18 pattes peu coûteux, très largement répandu chez les revendeurs et extrêmement performant. Chaque boîtier renferme un codeur et un décodeur, et peut donc jouer l'un ou l'autre rôle selon le niveau d'une patte de sélection.

C'est bien évidemment ce circuit que nous avons retenu pour notre télécommande en raison de ses caractéristiques très intéressantes, que voici résumées.

Utilisé en codeur, ce circuit génère des signaux rectangulaires modulés selon la technique de largeur d'impulsion (mode PWM pour faire « snob »). Pour coder un 0 logique, le signal produit est bas pendant 1/3 de période d'horloge et haut pendant 2/3 de période, alors que pour un 1 logique c'est le contraire : signal bas pendant 2/3 de période et haut pendant 1/3. L'horloge en question détermine la vitesse de transmission du circuit et peut varier, par simple action sur deux éléments externes, de quelques kHz à plusieurs centaines de kHz.

Notre codeur génère, lorsqu'on l'alimente, des mots de 12 bits choisis en fonction de l'état haut ou bas de 12 pattes du circuit. Il peut donc générer 4 096 combinaisons différentes. Ces signaux sont représentés figure 2 dans le cas d'une horloge à 100 kHz qui est la fréquence nominale de fonctionnement.

Ces fonctions sont déjà très satisfaisantes, mais elles ne sont rien à côté de celles de la partie décodeur dont nous allons maintenant parler.

En mode décodeur, le MM 53200 compare le mot de 12 bits reçu avec celui pour lequel il est programmé par ses 12 pattes de sélection. S'il y a une différence, le mot reçu est ignoré. S'il y a identité, un compteur par quatre est incrémenté d'une unité, et le MM 53200 attend le mot suivant. Si les quatre mots de 12 bits reçus successivement sont identiques, le compteur atteint 4 et valide la sortie du décodeur, signalant ainsi une réception correcte.

Ce système est donc extrêmement fiable et très peu sensible aux déclenchements parasites du fait de la quadruple comparaison. Cette dernière n'est pas un handicap, car elle ne dure que de quelques millisecondes à une ou deux secondes selon la vitesse d'horloge utilisée.

Pour compléter le tout, précisons que ce circuit s'alimente entre 7 et 11 V et qu'il ne consomme que quelques milliampères.

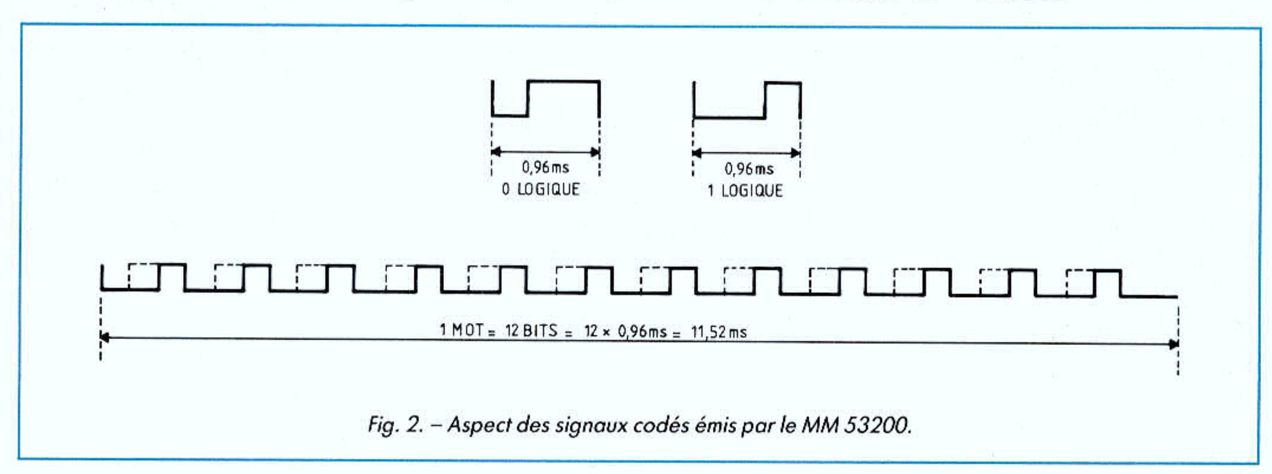


Fig. 2. – Aspect des signaux codés émis par le MM 53200.

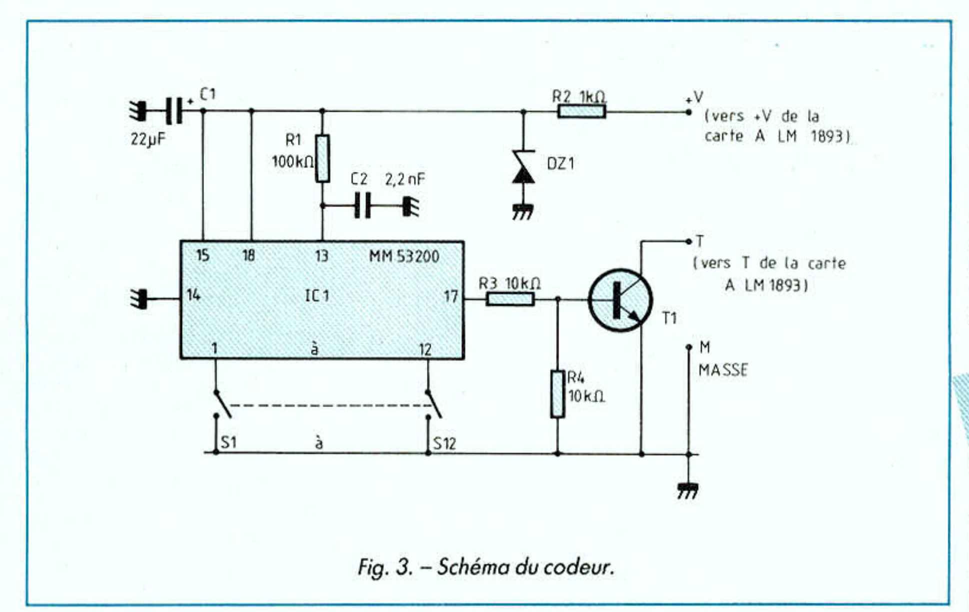


Fig. 3. – Schéma du codeur.

L'EMETTEUR DE TELECOMMANDE

Comme vous pouvez le constater à l'examen de la figure 3, son schéma est très simple en raison de l'excellente intégration du MM 53200. Ce dernier est placé en mode codeur par mise à l'alimentation de sa patte 15. La fréquence d'horloge est réglée à une dizaine de kHz grâce à l'ensemble R_1-C_2. Cette fréquence, relativement basse, a été choisie pour pouvoir être véhiculée sans problème par notre module à LM 1893.

Les pattes 1 à 12 sont reliées à 12 mini-interrupteurs en boîtier DIL ou à un commutateur à 12 positions, sur lequel nous reviendrons dans un moment. Ces interrupteurs sont bien évidemment ceux de sélection du code dont nous avons parlé au chapitre précédent.

La sortie du circuit commande la base d'un transistor chargé de la conversion du niveau de tension MOS généré par le MM 53200 en un niveau TTL, seul accepté par notre module à LM 1893. La résistance de collecteur de T_1 est déjà présente sur la carte à LM 1893, ce qui justifie son absence sur la figure 3.

L'alimentation du MM 53200 est prélevée directement à la sortie des diodes D_1 et D_2 du module à LM 1893 et est réduite à 9 V grâce à R_2 et à la diode Zener de 9,1 V DZ_1.

LE RECEPTEUR DE TELECOMMANDE

Son schéma vous est proposé en figure 4 et est à peine plus compliqué que celui de l'émetteur.

Le MM 53200 est ici placé en mode décodeur par mise à la masse de sa patte 15. Les pattes 1 à 12 sont toujours reliées aux mini-interrupteurs de sélection de code, comme pour l'émetteur. De la même façon, la fréquence d'horloge est fixée à une dizaine de kHz par l'ensemble R_5-C_2.

Le signal issu du module à LM 1893, qui est compatible TTL, est mis aux normes MOS

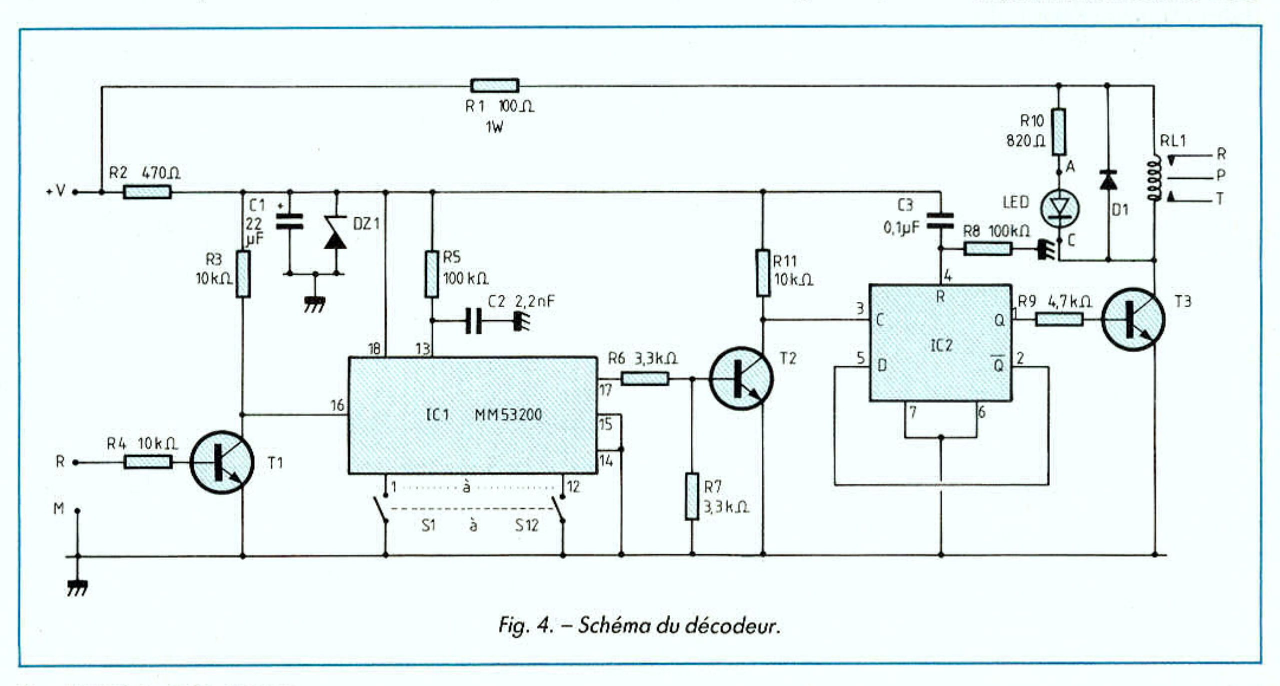


Fig. 4. – Schéma du décodeur.

par le transistor T_1 avant de piloter l'entrée du MM 53200. La sortie de ce dernier est inversée par le transistor T_2 avant de commander l'entrée horloge d'une bascule D en technologie CMOS. Cette dernière est montée en diviseur par 2 par connexion de son entrée D à sa sortie $\overline{Q}$ barre. De ce fait, lorsque le MM 53200 reconnaît une séquence conforme à celle choisie par ses mini-interrupteurs de programmation, la bascule passe d'un état à l'autre, et réciproquement la fois d'après. Notre montage change donc d'état toutes les fois qu'il reçoit une séquence valide.

La sortie Q de cette bascule commande, *via* le transistor T_3, un relais qui agit à son tour sur la charge à télécommander. Une LED en parallèle sur le relais permet de visualiser l'état de celui-ci, et donc le bon comportement du montage. La cellule R_8-C_3 se charge de la remise à zéro de la bascule lors de la mise sous tension du montage, plaçant ainsi la bascule dans un état bien défini où Q est à 0 et où, de ce fait, le relais est décollé.

L'alimentation est divisée en deux branches. Comme pour l'émetteur, elle est prélevée directement en sortie des diodes D_1 et D_2 du module à LM 1893. Une partie est stabilisée à 9 V grâce à la résistance R_2 et à la diode Zener DZ_1. Cette tension sert à alimenter le MM 53200 et la bascule CMOS ainsi que les transistors associés. Une autre partie est juste un peu réduite par R_1 et alimente le relais et sa diode LED témoin.

REALISATION DE L'EMETTEUR

La nomenclature des composants vous est proposée figure 5 et ne devrait poser aucun problème car tous les composants sont classiques. Pour ce qui est des interrupteurs de choix du code, lisez entièrement cet article avant de fixer votre choix car, selon le mode d'utilisation de la télécommande, on peut faire appel à de vulgaires straps, à des mini-interrupteurs en boîtier DIL ou à des commutateurs plus traditionnels.

Un circuit imprimé au tracé fort simple, visible figure 6, reçoit l'ensemble des composants. Sa taille a été choisie de telle façon qu'il puisse occuper l'emplacement libre au-dessus du module à LM 1893 du côté opposé au transformateur d'alimentation. Il est ainsi possible de constituer un émetteur de très petite taille.

Le montage ne présente aucune difficulté en suivant les indications de la figure 7. Le MM 53200 sera ou non monté sur support selon vos habitudes. La zone prévue pour les mini-interrupteurs sera laissée libre pour l'instant. Seul un strap en fil volant sera soudé entre une des pattes 1 à 12 et la masse afin de programmer un code pour les essais.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS DU CODEUR

Semi-conducteurs

IC_1 : MM 53200
T_1 : BC107, 108, 109, 547, 548, 549
DZ_1 : Zener 9,1 V 0,4 W par ex. : BZY88C9V1

Résistances 1/2 ou 1/4 W, 5 %

R_1 : 100 kΩ
R_2 : 1 kΩ
R_3, R_4 : 10 kΩ

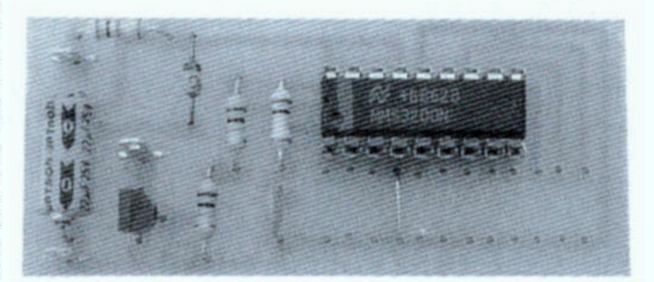
Condensateurs

C_1 : 22 µF 15 V
C_2 : 2,2 nF céramique ou mylar

Divers

S_1 à S_{12} : straps ou mini-interrupteurs en boîtier DIL ou commutateur 1 circuit 12 positions (voir texte)
Support 18 pattes pour IC_1 (facultatif)

Fig. 5



Le circuit imprimé du codeur.

Vérifiez soigneusement votre travail et passez à la réalisation du récepteur puisqu'il vous faut en disposer pour tester votre bel émetteur tout neuf.

REALISATION DU RECEPTEUR

La nomenclature des composants vous est proposée figure 8 et ne devrait pas vous poser plus de problèmes que celle de l'émetteur car il ne s'y trouve que des classiques.

Comme vous pouvez le constater à l'examen de la figure 9, le circuit imprimé est de taille plus importante que celui de l'émetteur. Nous avons néanmoins fait en sorte qu'il ait exactement les mêmes dimensions que celui du module à LM 1893 afin de faciliter, ici encore, la mise en boîtier.

Le câblage ne présente pas de difficulté particulière en suivant les indications de la figure 10. Les circuits intégrés

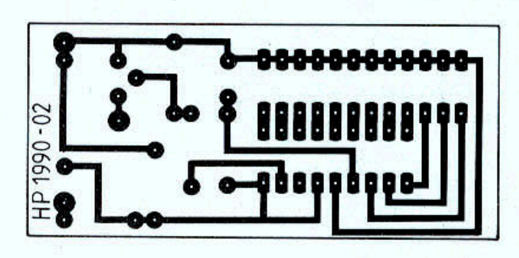


Fig. 6. – Circuit imprimé du codeur, vu côté cuivre, échelle 1.

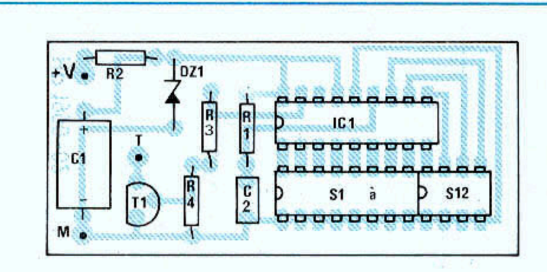


Fig. 7. – Implantation des composants du codeur.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS DU DECODEUR

Semi-conducteurs

IC_1 : MM 53200
IC_2 : 4013 CMOS
T_1, T_2, T_3 : BC107, 108, 109, 547, 548, 549
D_1 : 1N914 ou 1N4148
DZ_1 : Zener 9,1 V 0,4 W par ex. : BZY88C9V1
LED : n'importe quel type

Résistances 1/2 ou 1/4 W, 5 %

R_1 : 100 Ω 1 W
R_2 : 470 Ω
R_3, R_4, R_{11} : 10 kΩ
R_5, R_8 : 100 kΩ
R_6, R_7 : 3,3 kΩ
R_9 : 4,7 kΩ
R_{10} : 820 Ω

Condensateurs

C_1 : 22 µF 15 V
C_2 : 2,2 nF céramique ou mylar
C_3 : 0,1 µF mylar

Divers

RL_1 : relais Europe 12 V 1 RT
S_1 à S_{12} : straps ou mini-interrupteurs en boîtier DIL
Supports (facultatifs) 1 × 18 pattes, 1 × 14 pattes
Support pour RL1

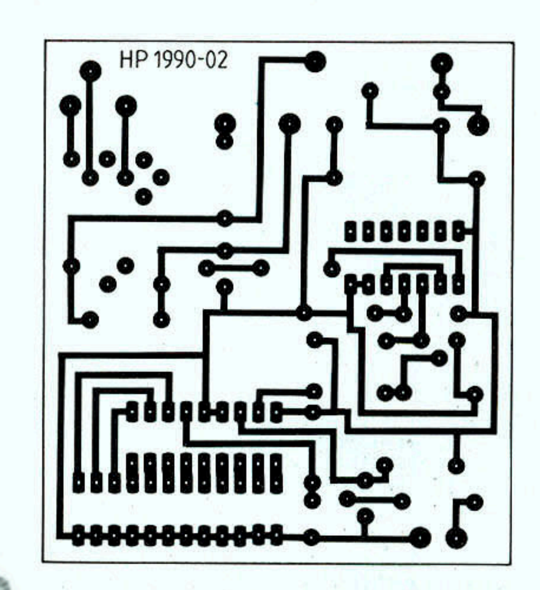
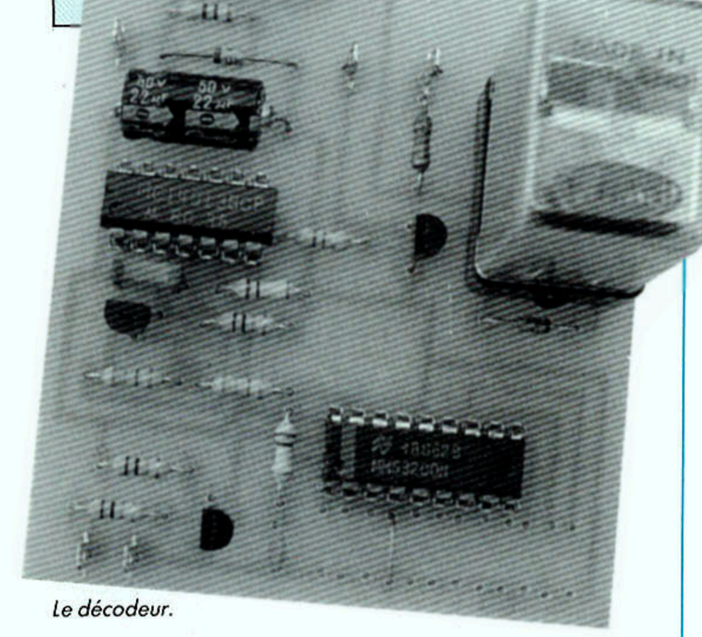


Fig. 9. – Circuit imprimé du décodeur, vu côté cuivre, échelle 1.



Le décodeur.

sont montés ou non sur supports, comme vous voulez. Il en est de même pour le relais Europe.

Si vous avez acheté des mini-interrupteurs, vous pouvez les mettre en place dès à présent en les laissant tous ouverts, sauf celui correspondant au strap volant que vous avez mis en place sur votre module émetteur. Si, pour des raisons d'économies bien compréhensibles, vous décidez de vous passer de mini-interrupteurs, soudez provisoirement un fil volant au même endroit que celui mis en place sur l'émetteur.

Vérifiez votre travail et passez aux essais, qui ne vont vous demander que quelques minutes si tout a été câblé comme il faut.

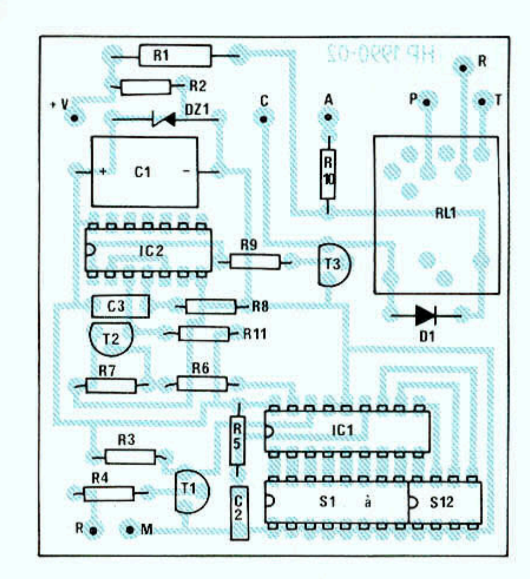


Fig. 10. – Implantation des composants du décodeur.

LES ESSAIS

La première chose à faire consiste à réaliser les essais des modules à LM 1893 comme indiqué dans l'article de notre numéro d'août consacré à la description de ces derniers.

Ceux-ci étant terminés avec succès, raccordez le module émetteur à un des modules à LM 1893 de la façon suivante :

– Le point +V est relié directement au plus du chimique de 1 000 µF de la carte à LM 1893.
– Le point T (émission) va sur le point T du module à LM 1893.
– Le point M (masse) va sur le point M du module à LM 1893.
– Les points R et TR du module à LM 1893 restent « en l'air », de même que la sortie + 5 V non utilisée ici.

Raccordez ensuite le récepteur à un autre module à LM 1893 de la façon suivante :

– Le point +V est relié directement au plus du chimique de 1 000 µF de la carte à LM 1893.
– Le point R (réception) est relié au point R du module à LM 1893.
– Le point M (masse) est relié au point M du module à LM 1893.
– Le point T et la sortie + 5 V du module à LM 1893 restent « en l'air ».
– Le point TR du module à LM 1893 est, par contre, relié à la masse de ce même module (point M) pour mettre le LM 1893 en réception.

Mettez sous tension l'ensemble récepteur. Le relais doit rester décollé et la LED doit être éteinte. Si ce n'est pas le cas, vous devez avoir commis une grosse erreur au niveau du 4013 ou de T_2 et T_3.

Mettez alors sous tension quelques secondes l'ensemble émetteur. Le relais doit coller et la LED doit s'allumer. Débranchez l'ensemble émetteur ; le relais doit rester dans le même état ainsi que la LED. Branchez à nouveau l'émetteur. Après un court instant, le relais doit décoller et la LED doit s'éteindre.

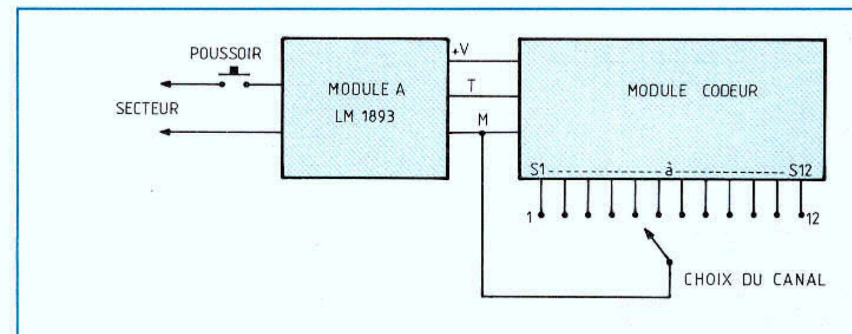


Fig. 11. – Mode de câblage du codeur pour une utilisation de 1 à 12 canaux.

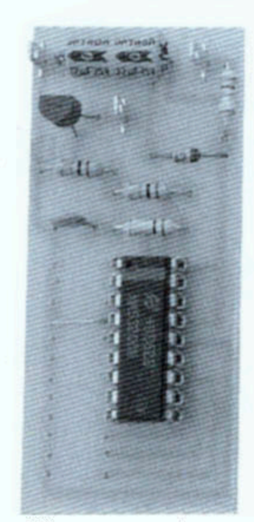
Vous pouvez alors vérifier l'efficacité du codage et du décodage réalisés par les MM 53200. Pour ce faire, déplacez le strap volant mis en place côté émission ou côté réception et constatez que le récepteur devient insensible aux ordres émis. Si tout se passe comme décrit ci-avant, votre montage est opérationnel et vous pouvez passer au chapitre suivant qui donne quelques conseils de mise en œuvre selon l'utilisation envisagée.

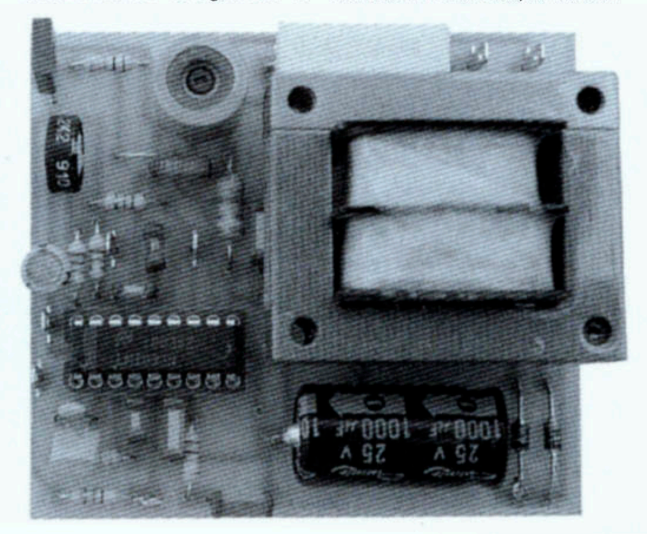
Si cela ne fonctionne pas comme prévu et sous réserve que vous n'ayez pas commis d'erreur de câblage, commencez par vérifier que vous avez bien relié TR du module réception à la masse, puis assurez-vous que les straps volants mis en place sur les MM 53200 sont bien aux mêmes positions côté émetteur et côté récepteur. Assurez-vous aussi que les valeurs de R_1 et C_2 sur l'émetteur et de R_5 et C_2 sur le récepteur sont bien correctes, sinon les circuits ne travaillent pas à la même vitesse et ne peuvent pas se comprendre.

Si cela ne donne rien, mettez sous tension en permanence le module émetteur et, avec un oscilloscope, vérifiez que vous avez bien le signal rectangulaire décrit en début d'article en sortie du MM 53200 codeur puis, avec des niveaux TTL (0-5 V) sur le point T du module émetteur.

Déplacez votre oscilloscope sur le récepteur et vérifiez si vous retrouvez ce signal sur R du module récepteur. Si tel n'est pas le cas, vos modules à LM 1893 ne fonctionnent pas comme il faut ou sont mal réglés. Reprenez alors la procédure décrite dans le numéro d'août. Si le signal est bien présent, vérifiez qu'il arrive sur 16 du MM 53200. Si c'est le cas, mettez-vous sur 17 de ce même boîtier et, en mettant alternativement sous et hors tension l'émetteur, regardez si cette patte change d'état. Si oui, votre problème vient de T_2, IC_2, T_3 ou des composants associés. Si non, le MM 53200 doit être suspecté mais, c'est exceptionnel. En cas de doute, permutez-le avec celui de l'émetteur, puisque l'on n'utilise qu'une moitié de circuit dans chaque cas.

Rassurez-vous, ces investigations sont rarissimes, et les cas





L'émetteur complet.

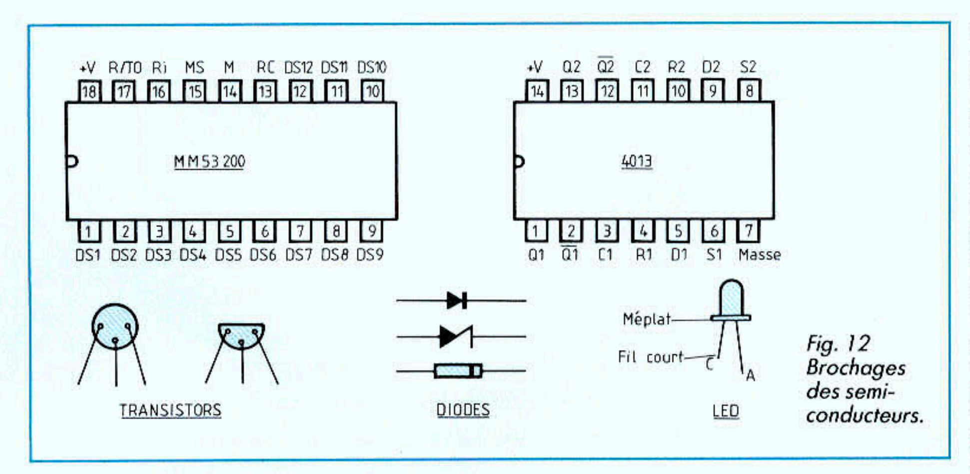


Fig. 12 Brochages des semi-conducteurs.

de non-fonctionnement se révèlent le plus souvent être dus à une erreur de câblage grossière ou à la connexion des modules à LM 1893 sur des phases différentes qui n'ont pas été pontées en HF (revoir notre numéro d'août si nécessaire).

QUELQUES IDEES

Bien que cela n'ait rien d'impératif, voici quelques idées de mise en œuvre de notre système en fonction des applications envisagées.

Pour une utilisation en télécommande monocanal, c'est-à-dire d'un seul appareil, vous pouvez monter soit des mini-interrupteurs, soit des straps qui seront positionnés ou câblés à demeure aux mêmes endroits côté émetteur et côté récepteur. Le récepteur restera toujours sous tension, tandis que la mise sous tension de l'émetteur sera assurée par un poussoir style « bouton de sonnerie ». Chaque appui sur ce poussoir pendant quelques secondes (pour être sûr que le MM 53200 a bien reçu ses quatre séquences successives identiques) fera changer le récepteur d'état. C'est l'utilisation la plus simple de notre montage, mais elle rend déjà de très nombreux services.

Si vous voulez constituer une télécommande multicanal c'est-à-dire pouvoir actionner plusieurs appareils différents à partir d'un seul et même émetteur, deux cas sont à considérer : 12 canaux (c'est-à-dire 12 appareils distincts) vous suffisent, ou il vous en faut plus. Examinons en détail le premier cas.

Comme le montre la figure 11, vous allez relier, côté émetteur, les pattes 1 à 12 du MM 53200 aux 12 positions d'un commutateur rotatif dont le curseur sera mis à la masse. Vous pourrez ainsi choisir 1 code parmi 12. L'alimentation de l'émetteur sera, comme dans le cas monocanal, réalisée par un poussoir à contact fugitif.

Le récepteur baptisé (arbitrairement) 1 aura la patte 1 de son MM 53200 mise à la masse, le 2 la patte 2 et ainsi de suite jusqu'au 12. Dès lors, pour actionner le récepteur N, il suffira de positionner le commutateur rotatif de l'émetteur sur la position N et d'actionner ensuite le poussoir quelques secondes pour le faire changer d'état. Evitez, par contre, de modifier la position du commutateur pendant que le poussoir est appuyé, car le MM 53200 émettrait alors n'importe quoi pendant la commutation, ce qui pourrait agir sur plusieurs récepteurs différents sans que vous N'en sachiez rien.

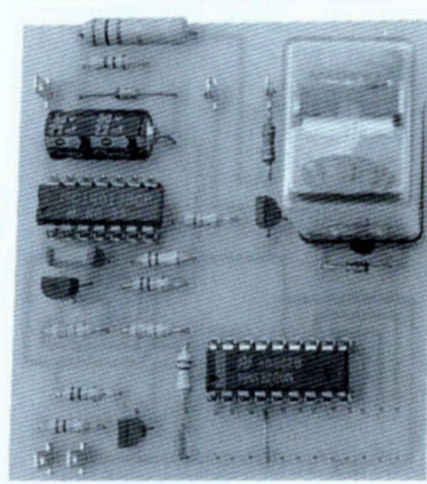
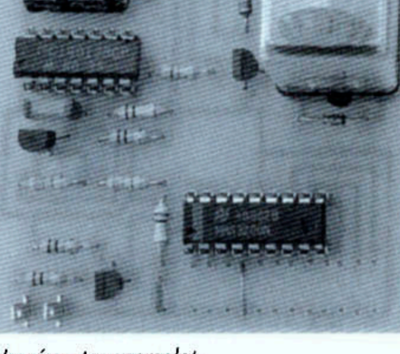
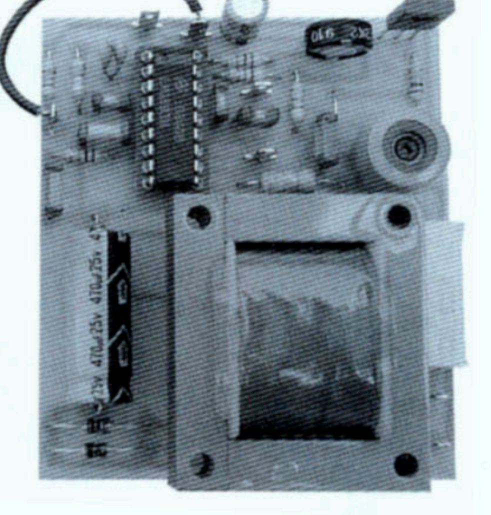
Dans cette configuration, si plusieurs récepteurs doivent réagir simultanément, il suffit de leur attribuer le même numéro en câblant de la même façon leurs pattes de MM 53200.

Si ces 12 canaux ne vous suffisent pas, ce qui nous semble assez peu probable, il faut employer le même principe mais en utilisant, entre un commutateur de sélection et les pattes 1 à 12 du MM 53200 émetteur, un encodeur binaire. Nous n'en dirons pas plus car d'une part cela sort un peu du cadre de cet article et d'autre part nous vous présenterons dans quelque temps une télécommande multicanal apte à résoudre ce genre de besoin ; télécommande toujours basée, évidemment, sur nos modules à LM 1893.

CONCLUSION

Ces deux modules à MM 53200 associés à ceux à LM 1893 décrits dans notre numéro d'août permettent de réaliser une télécommande simple et performante, pour laquelle de nombreuses applications domestiques sont possibles. C'est aussi ça, la domotique !

C. TAVERNIER




Le récepteur complet.



UN MESUREUR DE CHAMP POUR ONDES DECAMETRIQUES

Pour en revenir à la construction maison et à la réalisation personnelle de petits montages simples mais cependant d'une utilité de tous les jours, nous proposons, dans les lignes qui suivent, la confection d'un mesureur de champ couvrant les bandes décamétriques les plus couramment utilisées à l'émission. Ce sera l'auxiliaire privilégié du radioamateur pour les réglages d'émetteur ou la mise au point d'une antenne, et de façon plus générale de tout ce qui rayonne de l'énergie à haute fréquence.

Il ne s'agit de rien moins que d'un récepteur à cristal du bon vieux temps dont l'écouteur a été remplacé par un appareil de mesure appréciant la variation du courant collecteur d'un transistor, normalement bloqué au repos et qui conduit lorsque la tension détectée par la diode au germanium chargée de cette fonction lui est appliquée. Or, la tension HF qui lui est soumise n'apparaît qu'à la résonance du circuit d'entrée qui est à accorder sur les différentes bandes de fréquences à utiliser. C'est donc vers cette partie du montage que nous allons porter toute notre attention. On aurait pu imaginer un circuit self-capacité variable à accord continu. Cela existe dans certains appareils commerciaux. Nous avons préféré l'accord fixe pour chaque bande, avec les commutations appropriées, au demeurant fort simples. La bobine unique est constituée par 36 tours de fil nu (cuivre ou argenté) de 10/10 de millimètre de la manière suivante :

Diamètre intérieur : 25 mm.
Longueur totale : 65 mm.

Afin d'obtenir un bobinage régulier, de bonne qualité et de parfaite rigidité, on procédera de la façon suivante : se munir d'un cylindre de bois ou d'un morceau de tube P.V.C. de diamètre convenable et de 10 à 12 cm de long, qui servira de forme. Sur ce mandrin, poser, à 90° l'une de l'autre, quatre languettes de matière plastique mince, maintenues provisoirement en place à chaque extrémité par un bracelet de caoutchouc. Bobiner alors le fil de cuivre – il en faut environ trois mètres – en fixant l'extrémité libre à un point fixe à partir duquel on pourra l'étirer sérieusement. C'est la condition essentielle pour obtenir un bobinage parfait. En maintenant le fil toujours fermement tendu, on fait tourner le mandrin sur lui-même en veillant à ce que le bobinage s'effectue à spires pratiquement jointives. Arrivé aux 36 tours, bloquer fermement l'extrémité libre en un point (clou, vis ou trou dans le mandrin) qui sera situé à 70 mm de la spire d'origine, laquelle sera provisoirement fixée de la même façon.
Au moyen d'une petite ficelle qu'on enroule entre les spires de la bobine et en forçant légèrement, on obtiendra un espacement régulier. Supprimer alors la ficelle et fixer le fil sur les bandelettes de plastique au moyen d'une bonne application d'Araldite qu'on laissera sécher convenablement. Attention de ne pas mettre la moindre trace de colle sur le mandrin car, après la période de séchage, il s'agira de le retirer par simple translation !

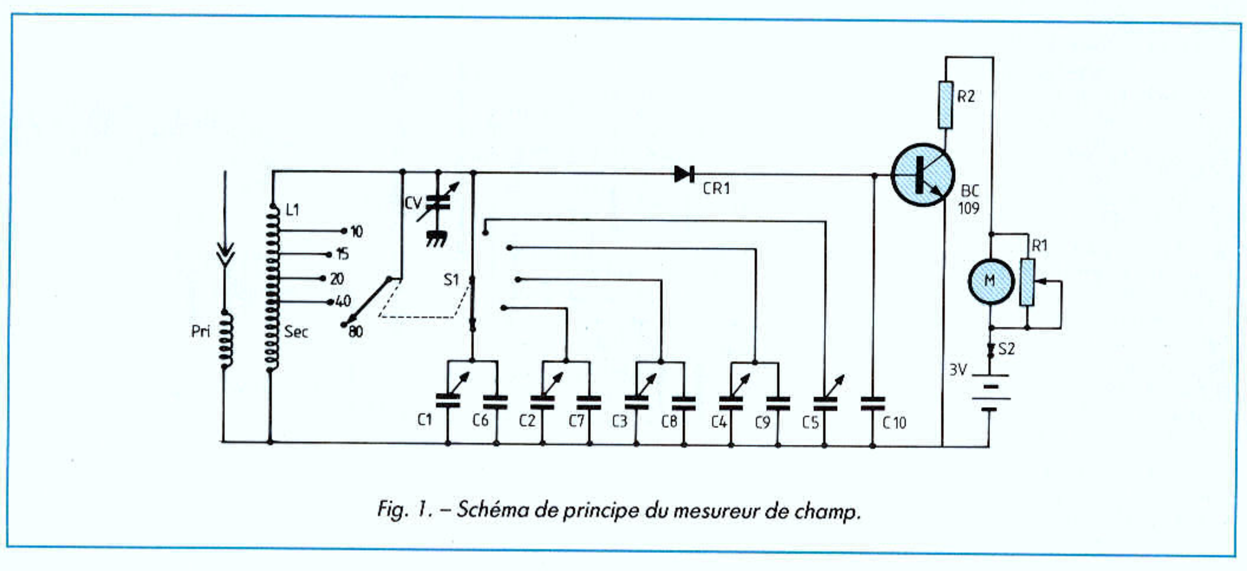


Fig. 1. – Schéma de principe du mesureur de champ.

On constatera alors avec satisfaction que l'on obtient un bobinage parfait qui sera mis en place sur le circuit imprimé préparé à part et qui se trouve dessiné figures 3 et 4 pour la reproduction du circuit imprimé à l'échelle 1/1, ainsi que pour le plan d'implantation.

Le schéma complet du mesureur de champ est reproduit figure 1. On y reconnaît, à côté de la bobine décrite précédemment, le système de commutation pour le choix de la bande, ainsi que le système d'accord pour chaque bande qui est constitué par des condensateurs fixes et des condensateurs ajustables permettant de trouver la résonance au milieu de chaque bande. Précisément, le contacteur permettant de choisir la bande n'est pas un système rotatif à cinq positions, ainsi que le schéma pourrait le laisser penser, mais un système à poussoirs qui simplifie considérablement le câblage. La bobine tout entière permet de couvrir la bande 3,5 MHz, avec accord par C_1 et C_6, dans la mesure où la touche n° 1 est enfoncée. Les touches successives permettent de court-circuiter une partie plus ou moins importante de la bobine. On pourra se repérer plus aisément en se reportant au dessin de la figure 5 qui montre la place des prises à effectuer pour chaque bande. Ces prises sont effectuées avec un fil identique à celui de la bobine.

De cette manière, les prises s'engagent directement dans les trous prévus à cet effet. Une simple soudure sur le circuit imprimé permet d'obtenir un montage parfaitement rigide. A noter que le primaire (PRI) comporte quatre tours qu'il convient d'isoler du reste de la bobine par un coup de pince à 4,1/4 tours à partir de la gauche et 31,1/4 tours à partir de la droite (fig. 5).

Le circuit primaire est réuni à l'arrivée de l'antenne par un brin de câble coaxial, dont la gaine va à la masse commune.

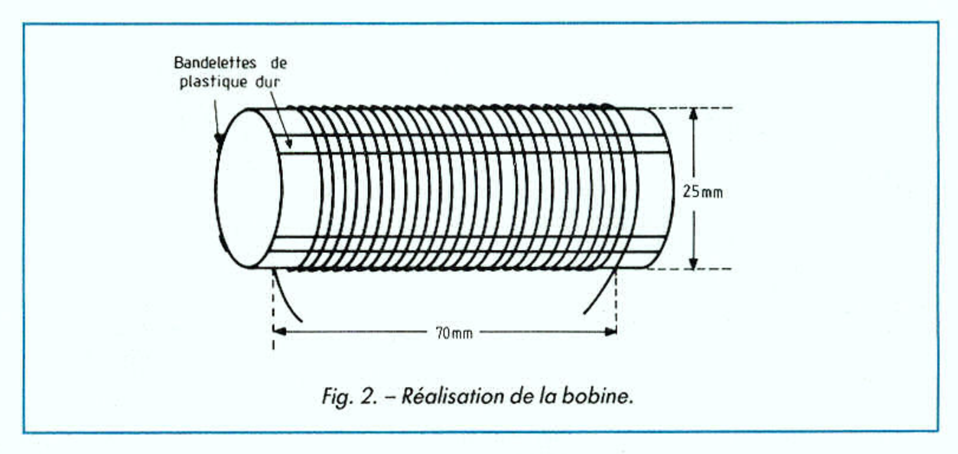


Fig. 2. – Réalisation de la bobine.

Un simple mot sur l'accord pour chaque bande : il est constitué par un condensateur fixe de type mica ou céramique. Seule la bande 28 MHz, en raison des capacités résiduelles en particulier, ne fait appel qu'à un seul condensateur ajustable. Les valeurs des composants utilisés figurent dans le tableau 1. La tension détectée par la diode CR 1 (1N34) au germanium est filtrée sommairement par C_{10}, qui écoule à la masse la HF résiduelle, et la tension redressée est appliquée à la base du transistor (Q_1) dont le courant collecteur est limité par la résistance série R_2. L'alimentation est assurée par deux piles de 1,5 V en série, et le courant collecteur est mesuré par M1, qui est un instrument de

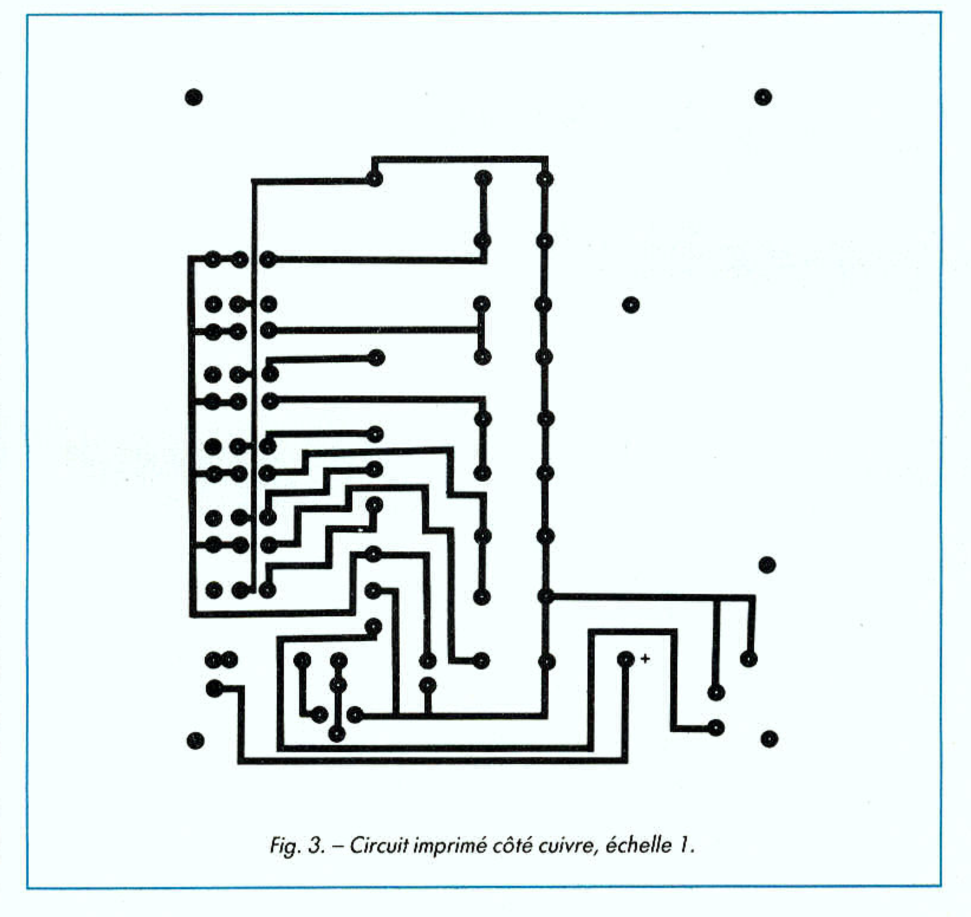


Fig. 3. – Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.

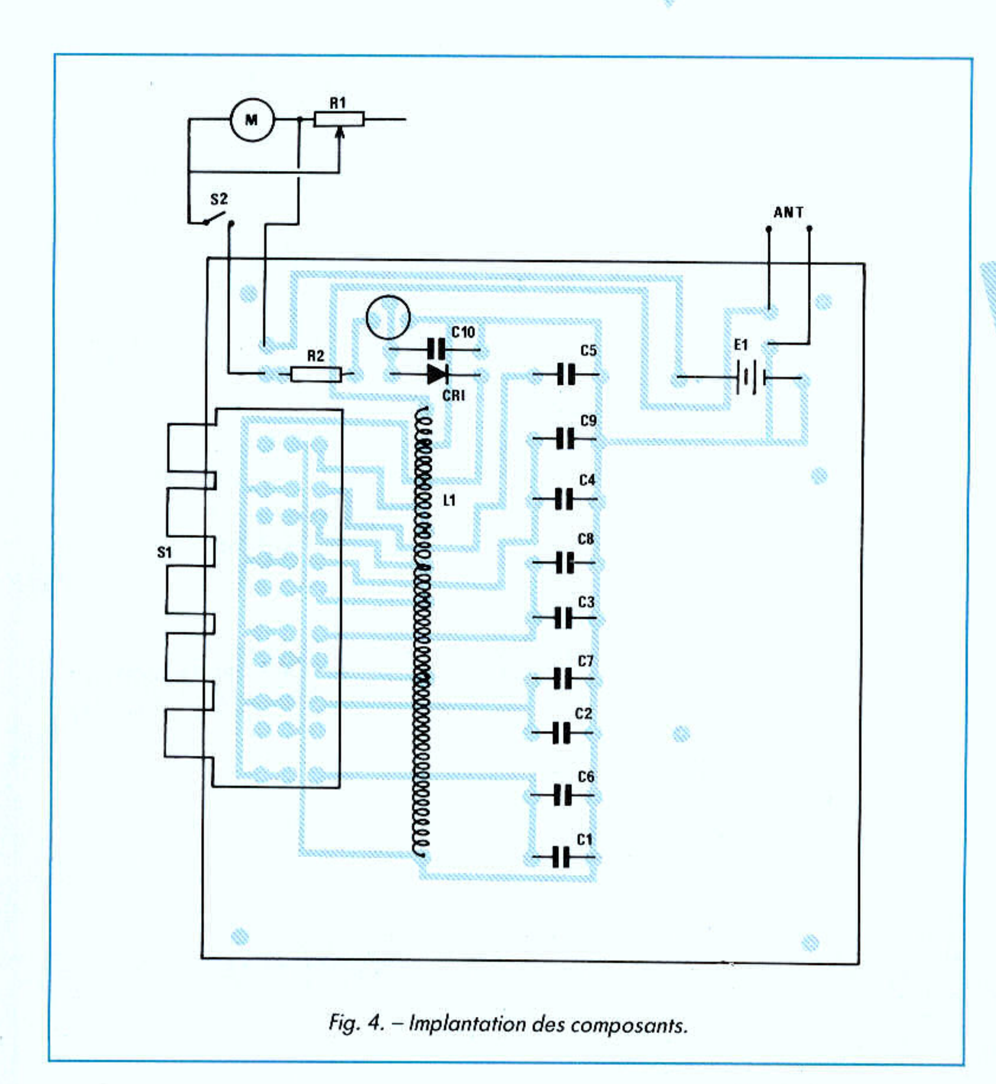


Fig. 4. – Implantation des composants.

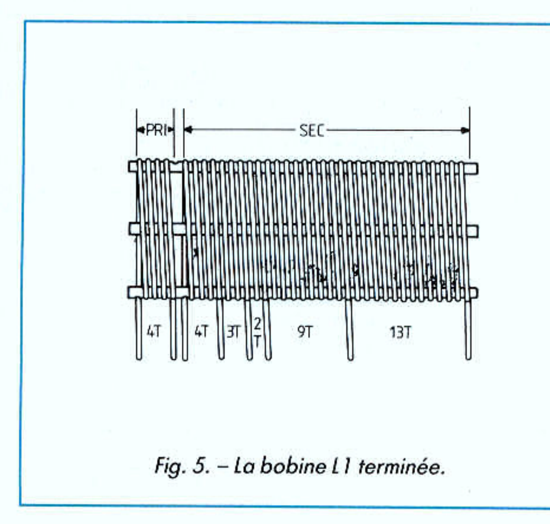


Fig. 5. – La bobine L1 terminée.

VALEUR DES ELEMENTS

C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 : ajustables (type cloche) 3-30 pF
C_6 : 150 pF (mica ou céramique)
C_7 : 68 pF (mica ou céramique)
C_8 : 22 pF (mica ou céramique)
C_9 : 10 pF (mica ou céramique)
C_{10} : 1 nF (mica ou céramique)
CR_1 : 1N34
CV : variable 5 à 10 pF (facultatif)
R_1 : 5 kΩ pot. linéaire
R_2 : 270 Ω

Tableau 1

mesure de sensibilité maximale 1 mA, lequel est protégé par un potentiomètre, monté en parallèle R_1, jumelé avec l'interrupteur S_2 de la batterie, laquelle a une durée de vie considérable.

MISE AU POINT

Celle-ci est réduite au strict minimum, quant au câblage, en raison de la clarté du circuit imprimé. Une remarque, toutefois : les contacteurs disponibles peuvent être quelque peu différents en dimensions de ceux du modèle utilisé, ce qui conduirait, avant tirage, à une légère modification du circuit. L'antenne est du modèle télescopique de un mètre.

L'alimentation est effectuée par deux piles de 1,5 V, assemblées en série dans un panier miniature, et l'interrupteur du potentiomètre de sensibilité sert à ouvrir le circuit d'alimentation en période de non-utilisation.

Les réglages sont extrêmement simples. Il suffit de disposer d'un générateur HF tel que oscillateur à quartz, grid-dip (ou émetteur), à condition de s'en éloigner un peu. Caler celui-ci sur la plage de fréquences la plus communément utilisée dans chaque bande. Ajuster le trimer C_1 pour une lecture maximale sur 80 mètres et procéder de même avec C_2 sur 40 mètres, C_3 sur 20 mètres, C_4 sur 15 mètres et C_5 sur 10 mètres. Le condensateur variable (CV), dont la commande est accessible, permet un réglage plus fin sur toutes les bandes, et en particulier d'atteindre la bande 27 MHz, à partir de la bande 28 MHz, ce qui peut correspondre aux besoins de certains de nos lecteurs. Voilà un appareil facile à construire, dont il serait facile d'étendre les possibilités aux bandes intermédiaires éventuellement (10 MHz, 18 MHz, 24 MHz) et qui nous a paru indispensable, en particulier pour le réglage des antennes.

Inspiré de *Ham Radio*
Robert PIAT (F 3 XY)